tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 38 - nr. 5 - 1973

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Bestuur
Prof.Dr.Ir. J. Davidse, voorzitter
Ir. F. de Jager, vice-voorzitter
Ir. C. van Schooneveld, secretaris
Ir. L.R. Bourgonjon, penningmeester
Ir. E. Goldbohm
Prof.Dr. H. Groendijk
Ir. G.L. Reijns
Prof.Ir. C. Rodenburg
J.W.A. van der Scheer Ing.

Lidmaatschap
Voor opgave lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt.

Studenten aan universiteiten en hogescholen kunnen bij gevorderde studie in aanmerking komen voor een juniorlidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie voor gewone leden. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

Redactiecommissie
Ir. M. Steffelaar, voorzitter
Ir. L.D.J. Eggermont
Ir. A. da Silva Curiel.

Abonnementen
De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt ƒ 35,-.
Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd

Advertenties
Tarieven en verdere inlichtingen worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De examens door het Genootschap ingesteld en afgenomen zijn:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur NERG"
b. op middelbaar technisch niveau^{x} : Middelbaar Elektronica Technicus NERG"
x. Voor het oude examen "Elektronica Technicus NERG" kan volgens de beeindigingsregeling nog slechts tot en met 1975 worden ingeschreven.

Eisen en reglementen
De brochures waarin de exameneisen en het examenreglement zijn opgenomen kunnen schriftelijk worden aangevraagd bij de Administratie van de Examencommissie.

Examencommissie
Ir. J.H. Geels, voorzitter
Ir. F.F.Th. van Odenhoven, vice-voorzitter
Ir. L.R.M. Vos de Wael, secretaris penningmeester.

Deelname en inlichtingen
Voor deelname en inlichtingen wende men zich tot de Administratie van de Examencommissie NERG, von Geusastraat 151, Voorburg, gironummer 6322 te Voorburg.

INLEIDENDE OPMERKINGEN BIJ HET "THEMA": ENKELE MODERNE "BREDE BAND KABELS"

Prof.dr.ir. J.L. Bordewijk
Technische Hogeschool Delft

1. DRIE CATEGORIEËN

Heren voorzitters, Dames en Heren.
Lector ir. L. Krul en ik hebben op verzoek van de besturen van NERG en "Sectie" gaarne enkele adviezen verstrekt ten aanzien van de behandeling van het thema van vandaag. Aan mij valt het voorrecht toe het thema nader bij u in te leiden.
De werkagenda van vandaag is gericht op het ontwerp van moderne transportleidingen voor het overbrengen van informatie door middel van elektromagnetische golven.
Het leek verstandig daarbij niet alleen golfgeleiders aan de orde te stellen die nu en in de toekomst zullen worden toegepast, maar ook een wat verdere toekomst in de beschouwingen te betrekken.

Wat die naaste toekomst betreft speelt het coaxiale geleiderpaar een belangrijke rol en zijn er nog steeds interessante nieuwe ontwikkelingen te melden. Opvallend daarbij is de grootscheepse toepassing in lokale netten, waarbij aan frequenties tot 1 GHz wordt gedacht.

Het antwoord op de de vraag naar meer en meer bandbreedte voor de middelgrote afstanden zal wellicht gevonden worden in de ronde golfpijp of golfkabel. Met dit type kabel dat, bij een inwendige middellijn van ca. 5 cm, een verrassend lage demping vertoont in het frequentiegebied van 30-120 GHz, is in de voorbije decennia reeds zoveel ervaring opgedaan dat een redelijke prognose kan worden afgegeven over mogelijkheden en moeilijkheden in de toepassing voor middelgrote afstanden.

Het onderzoek naar het gebruik van ronde glasvezels voor elektromagnetische golfgeleiding is van veel recenter datum. Het heeft in de laatste jaren een enorme stimulans ondervonden door het ter beschikking komen van geschikte elektro-optische komponenten en last-not-least van een glassoort met bijzonder geringe verlieshoek in het nabij infrarood gelegen spektrum, in de buurt van 300 THz. Zowel voor het overbruggen van grote afstanden als voor het gebruik in lokale netten zijn er interessante verwachtingen uitgesproken.

Het zijn deze 3 categorieën golfgeleiders:
de coaxiale golfgeleiders, de ronde golfpijp en de ronde glasvezel die vandaag achtereenvolgens de revue zullen passeren.

Zoals bij ieder goed besloten transportsysteem speelt de cirkelvorm een grote rol in de doorsnede van de drie kabeltypen. Het handhaven van deze cirkelvormen in absolute zowel als in relatieve zin en het homogeen en constant houden van de eigenschappen van het eigenlijke transportmedium en van bepaalde essentiële grenslagen spelen bij de vervaardiging van deze kabels een belangrijke rol.

Inhomogeniteiten in materiaal zowel als fouten in de maatvoering leiden tot het aanstoten van andere voortplantingspatronen - waaronder reflecties - met nadelige gevolgen voor de getrouwheid van de informatieoverdracht. De fabrikagetechnologie speelt derhalve een grote rol in de besluitvorming tot het toepassen van bepaalde kabeltypen.

2. COAXIALE GELEIDERPAREN

Oorspronkelijk is door CCITT voor het lange afstand transport het gebruik van een vrij dikke kabel, met een binnendiameter van de buitengeleider D = 9,5 mm, aanbevolen.

De huidige stand van de draaggolftelefonietechniek laat toe hierover 10.800 telefoongesprekken in de band van 4-60 MHz over te brengen, dan wel een in bandbreedte equivalente combinatie van andere signalen. De versterkers staan daarbij op een afstand van ca. 1,5 km.

Met het goedkoper worden van de elektronica en de introductie van digitale transmissietechnieken ontstaat meer en meer behoefte aan dunne tot zeer dunne coaxiale geleiderparen. Het behoeft geen betoog dat met de vermindering van de absolute dikte de kwaliteitsbeheersing bij de kabelfabrikage aanzienlijk lastiger wordt. De heer Usher zal daarop als eerste spreker nader ingaan. Het is in dit verband interessant om op te merken dat de "transportcapaciteit" van een gegeven lengte kabel, opgebouwd uit n pijpjes elk met doorsnede O, vrijwel gelijk is aan die van een enkel coaxiaal geleiderpaar van dezelfde lengte en met een doorsnede n.O. Dit houdt verband met het feit dat bij "volledig" skineffect de demping van een coaxiaal geleiderpaar met de wortel uit de frequentie toeneemt en met de wortel uit de doorsnede afneemt, in het geval dat de diëlektrische verliezen verwaarloosbaar zijn.

Bij voldoend hoge frequentie - praktisch boven 0,1 à 1 MHz, afhankelijk van de wanddikte van de buitengeleider - kan men stellen dat de buitengeleider van een coaxiaal geleiderpaar aan de buitenzijde spanningsvrij is, zodat voor deze hoge frequenties geen storing door of van andere circuits zal kunnen optreden.

M.a.w. de overspraakdemping tussen parallel liggende coaxiale geleiderparen binnen één gezamenlijke kabelmantel zal hoog zijn.

De klassieke symmetrische geleiderparen, zoals we die o.a. uit de lokale telefoonnetten kennen, geven juist voor lage frequenties een goede onderlinge ontkoppeling maar laten het - afhankelijk van fabrikagenauwkeurigheid e.d. - voor hoge frequenties boven 0,1 tot 1 MHz afweten. Om geleiderparen te verkrijgen die voor hoge èn lage frequenties - zoals o.a. voor digitaal basisbandtransport wenselijk is - een goede overspraakdemping bezitten zou men aan afgeschermde symmetrische geleiderparen kunnen denken. Een combinatie van twee - twincoax - of van vier - coaxquad - dunne coaxiale kabeltjes levert ook allerlei mogelijkheden op voor symmetrisch signaaltransport, levert ook de gewenste overspraakdemping en is in feite veel zuiniger in het gebruik van kabeldoorsnede. De heer Weyland zal over enkele van deze combinaties van coaxiale geleiderparen berichten.

Het is niet altijd gewenst dat buitengeleiders van coaxiale geleiderparen volledig afdichten. Om een inzicht te krijgen in de gevolgen van onvolledige afdichting doet men goed de buitengeleider van een coaxiaal geleiderpaar tezamen met zijn omgeving als een apart golfgeleiderstelsel te vatten. Dit stelsel kan door openingen in de buitengeleider van binnen uit worden aangestraald. Op deze wijze ontstaat een fraaie methode om radiogolven in o.a. tunnels te doen doordringen en de bestuurders van bijv. metrotreinstellen gewenste geluid- en beeldinformatie toe te voeren.
Zo'n lek geleiderstelsel moet echter wel op zeer speciale manier worden ontworpen om succesvol te kunnen werken zoals de heer Schmidt u uiteen hoopt te zetten.

3. DE RONDE GOLFPIJP

Het transport van televisieprogramma's, maar vooral de komst van de beeldtelefoon zal vragen om transmissiewegen met bandbreedtes van tientallen gigaherzen. De ronde golfkabel voorzien van modestabiliserende binnenbekleding zal hiervoor een oplossing kunnen bieden, waarvan de kosten per megaherz aanzienlijk onder die van de coaxiale kabel zullen kunnen komen te liggen.
De demping van een ronde golfpijp met bijv. 5 cm binnen diameter zal nl. aanzienlijk lager zijn dan die van een even dik coaxiaal geleiderpaar en slechts enkele dB's per km bedragen in een band van 30-120 GHz.

Ter vergelijking diene dat de demping van de CCITT-coaxiale kabel bijna 18 dB per km bedraagt bij 60 MHz. Vooral de sterke toename van de demping van coaxiale kabels met de frequentie maakt ze weinig aantrekkelijk voor het gebruik als digitaal transportmiddel.

Tal van andere redenen: de introductie van digitale telefooncentrales: de goedkope stapeling en ontstapeling van signalen bij digitale tijdmultiplex systemen maken toch de invoering van digitaal signaaltransport zeer gewenst.

Aan de ronde golfpijp kleven overigens ook wel enkele bezwaren:
Hoewel de kosten per MHz relatief gering zijn, is de investering ineens erg groot omdat een golfpijp ca. 90.000 MHz omvat.

Aan de oplegging van de ronde golfpijp worden vrij zware eisen gesteld. Bochtstukken moeten flauw zijn en zorgvuldig geconstrueerd. Over de laatste vorderingen op dit gebied zal de heer White u na de lunch voorlichten.

4. DE GLASVEZEL

De heren Mouthaan en Schenkel zullen u tenslotte berichten over de opvallende successen die in de laatste jaren zijn bereikt terzake van het transport van informatie over uiterst dunne glasdraden ter dikte van ongeveer honderd micron, waarin een kern van ca. 5 micron, die een ietwat hogere brekingsindex krijgt. Met de hierbij toegepaste glassoorten worden thans reeds dempingen bereikt van minder dan 10 dB per km. Deze lage dempingen worden bovendien verkregen over een bandbreedte van meer dan honderdduizend megaherz. Hoewel de thans bereikte dempingswaarden nog iets hoger zijn dan die van de ronde golfpijp bezit de glasvezel allerlei voordelen van andere aard. De glasvezel is van nature flexibel en kan vrij scherpe bochten maken zonder dat de overdracht verslechterd wordt. De glasvezelkabel vraagt dan ook geen speciale stevige oplegging.

Een van de uiterst belangwekkende vermoedens - de heer Schenkel zal naar ik hoop te dien aanzien een tipje van de sluier opheffen - is het vermoeden dat glasfibers ook voor lokale netten bruikbaar zullen worden zij het onder opoffering van een groot stuk van de beschikbare bandbreedte. De toepassing van de eenvoudige multimode transmissie zou daarbij één van de mogelijkheden zijn.

Ik hoop met deze korte inleiding het thema van vandaag voldoende ingeleid te hebben en maak thans gaarne ruimte voor de zes sprekers van vandaag.

Voordracht gehouden op 30 augustus 1973 in het PTT Vergadercentrum, Utrecht, tijdens werkvergadering no. 232.

THE USE OF COAXIAL CABLES FOR MULTICHANNEL TELEPHONY TRANSMISSION

E. S. Usher

Standard Telecommunications Laboratories Limited *
Harlow, Essex, England.

INTRODUCTION

Since about the middle to late 1930's, coaxial cables have been increasingly used for multi-channel telephony transmission. This paper attempts to trace this development and outlines the reasons why coaxial cables have been, and still are, such a useful transmission medium, which can flexibly meet the needs of expanding and technologically changing telephone networks.

WHY USE COAXIAL CABLES?

The worldwide growth of telephone stations has been almost exponential, from about 20 million in 1921 to 273 million in 1971, an average exponential growth of 5.4% per annum. However, the growth of long distance telephone traffic has been even greater, for example averaging 6.7% p.a. in the United Kingdom between 1940 and 1970 but about 13% p.a. if taken over the last ten years. The introduction of subscriber trunk dialling (STD) certainly contributed to this high growth and the expansion of International Direct Distance Dialling will tend to sustain it. Whilst some saturation effect will no doubt cause a slow down of growth ultimately, Fig. 1

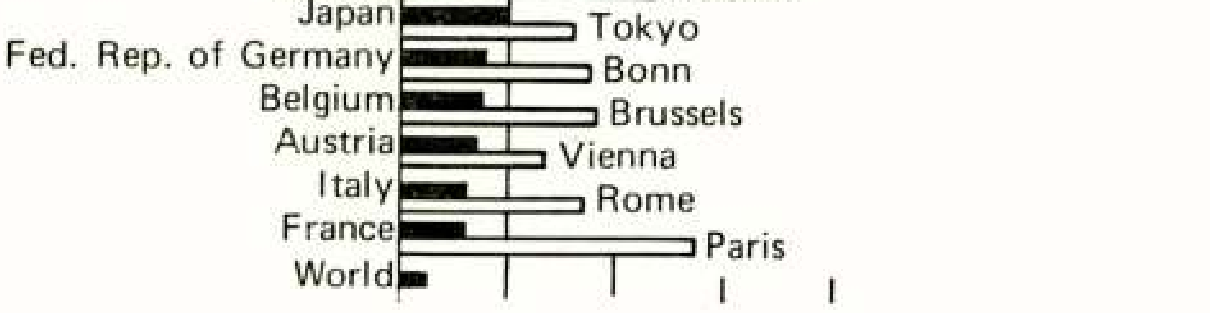


Fig. 1 Telephone penetration per 100 population as of January 1, 1971

shows that countries like the Netherlands and the UK with about 25 telephones per 100 population still have some way to go by comparison with the USA and Sweden with more than 50, and Switzerland, Canada and New Zealand with between 40 and 50 (Ref. 1).

In catering for this explosive growth for long distance trunk circuits, economic studies based on Present Value of Annual Charges (PVAC) principles show that fairly large transmission systems can be justified for reasonable growth increments. For example, 12 MHz systems giving 2,700 telephone circuits are cheaper on a PVAC basis than 4 MHz systems giving 960 telephone circuits to cater for 10% per annum growth for routes with more than approximate 650 existing circuits (Ref. 2). Such a system might in the worst case take of the order of 15 years to fill, but it would still represent the most economic long term investment. (Fig. 2).

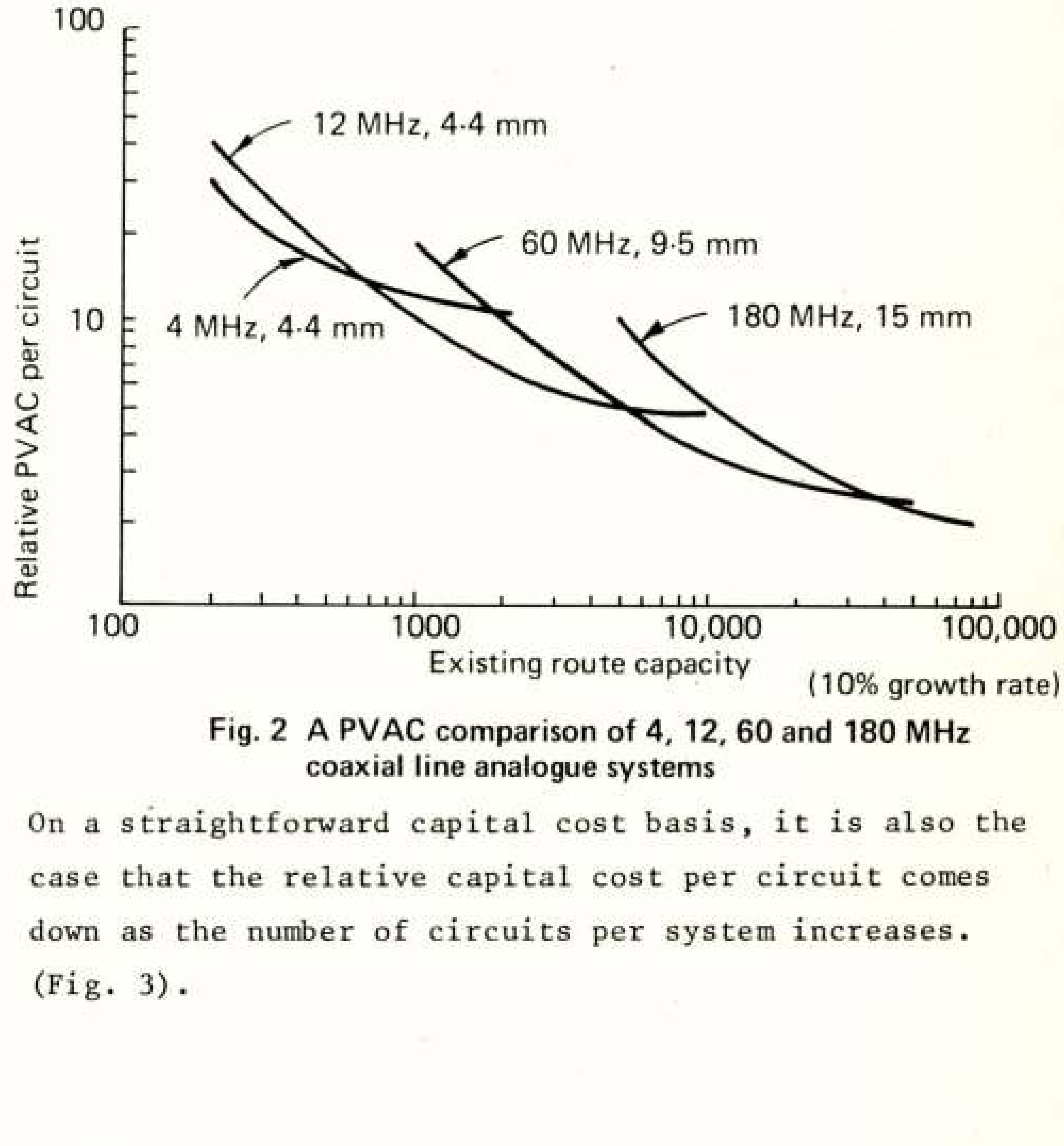


Fig. 2 A PVAC comparison of 4, 12, 60 and 180 MHz coaxial line analogue systems

On a straightforward capital cost basis, it is also the case that the relative capital cost per circuit comes down as the number of circuits per system increases. (Fig. 3).

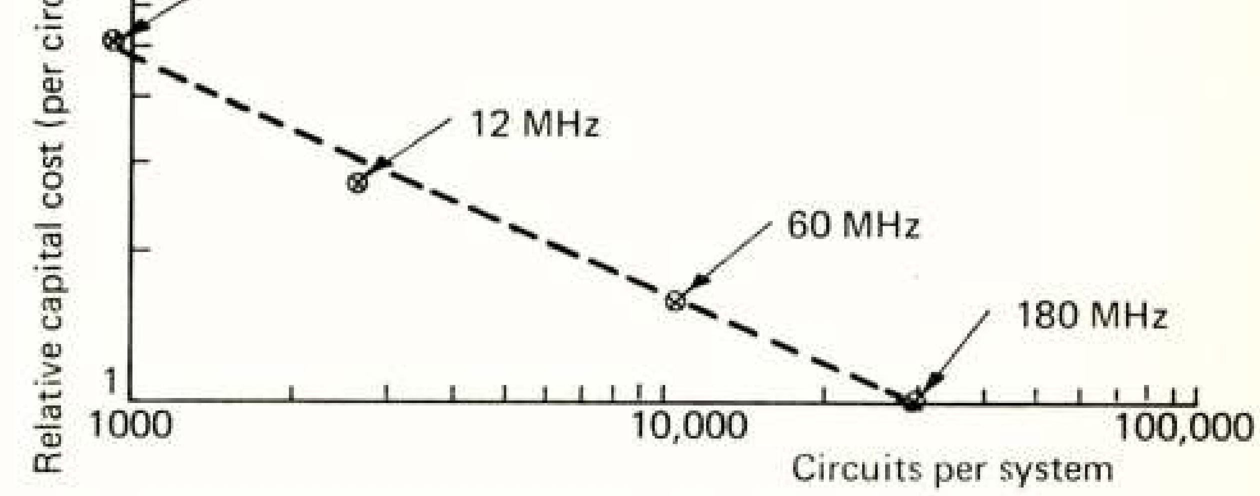


Fig. 3 Typical relative capital costs of coaxial line analogue systems

* A British Associate Company of ITT

Thus the rapidly increasing need for more trunk circuits, and the economic pressures to minimise the capital cost per circuit-kilometre, lead to the requirement for more and more circuits per system.

Symmetrical-pair cables are limited by crosstalk considerations in the number of circuits per system that can be carried. The biggest FDM system generally in use on symmetrical-pair cable carries 120 telephone circuits per pair with the two directions segregated into two separate cables (two-cable working).

Systems with 240 telephone circuits per system have been developed without finding widespread use, and a system with 300 circuits/system has been proposed but only to be used if restricted to one pair equipped per cable.

For PCM systems the limit for use on symmetrical-pair cable probably lies around 35 Mbits/s, which corresponds to 480 telephone circuits. The Japanese NTT at one time proposed a 100 Mbits/s system for use on specially made, symmetrical-pair cable, but it is now understood that they have chosen to use coaxial cable.

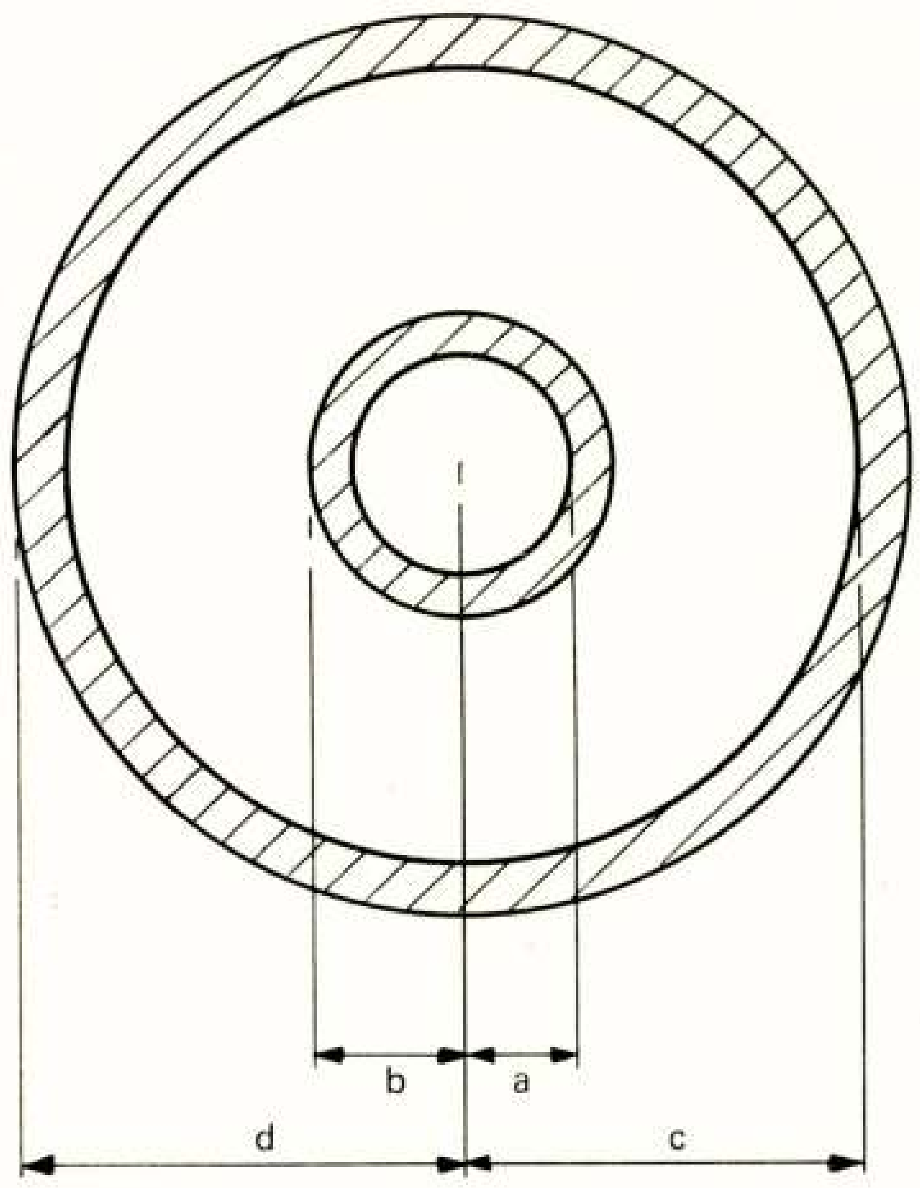
To achieve more circuits per system requires a metallic screen per pair to meet crosstalk requirements and the most economical structure for the cable is the coaxial structure. This is demonstrated in Ref. 3 which shows that the attenuations, at the same high frequency, of different types of circuit, having the same cross-sectional area and of the same material are (relatively) as follows:

Coaxial	1.0
Shielded pair, circular shield	1.5
Shielded pair, oval shield	1.3

This comparison is based on cross-sectional area enclosed within the shield and therefore ignores the thickness of shield. The shielded pair, although giving higher attenuation for a comparable size shield, retains the important advantage of being balanced, in addition to being shielded, and hence finds application where low frequencies are involved, as in video TV transmission. For high frequency use, however, the coaxial structure remains the economic choice, after taking account of any extra shielding required.

TECHNICAL CHARACTERISTICS OF COAXIAL CABLES

The coaxial pair is unbalanced and relies solely upon shielding for protection against interference. The important dimensions involved in calculating the performance are shown in Fig. 4.



Attenuation (nepers/cm)

$$= \frac{1}{4c}\left(\frac{c}{b} + \sqrt{n}\right) \frac{1}{\log_e \frac{c}{b}} \sqrt{\frac{f\epsilon \times 10^{-11}}{9\lambda_1}} + \frac{\pi f p \sqrt{\epsilon} \times 10^{-10}}{3}$$

Characteristic Impedance at high frequencies

$$= \frac{60 \log_e \frac{c}{b}}{\sqrt{\epsilon}} \text{ ohms}$$

Fig. 4 Attenuation and Impedance Formulae

At high frequencies, skin effect causes the current to concentrate on the surfaces of the conductors, whilst a related phenomenon, proximity effect, causes further crowding of the current to that part of the conductor nearest to the other conductor. The combined effect is that the current concentrates on the outer surface of the inner conductor and the inner surface of the outer conductor. The coaxial structure is thus seen to be advantageous because it presents the maximum conducting surfaces for current flow. Additionally the outer conductor acts as a shield since high frequency external interference tends to concentrate on the outer surface of the outer conductor.

Attenuation

The formula for attenuation per unit length (neglecting dielectric loss) is:

$$\alpha(\text{nepers/cm}) = \frac{1}{4c}\left(\frac{c}{b} + \sqrt{n}\right) \frac{1}{\log_e \frac{c}{b}} \sqrt{\frac{f\epsilon \times 10^{-11}}{9\lambda_1}}$$

where	f	-	frequency
	λ_1	-	conductivity of material of inner conductor
	λ_2	-	Conductivity of material of outer conductor

$n = \frac{\lambda_1}{\lambda_2}$

ε - effective dielectric constant of insulant

c, b - as in Fig. 4

$\rho = \frac{c}{b}$

This expression is a minimum when

$$\log \rho = \frac{\rho + \sqrt{n}}{\rho}$$

For the case n = 1 (same material for inner and outer conductors) minimum attenuation occurs when $\rho = 3.6$.

[Note - all formulas are given in practical c.g.s. units]

For the assumptions stated there is thus an optimum ratio between the outer diameter of the inner conductor and the inner diameter of the outer conductor. The wall thickness of the inner and outer cylinders does not affect the attenuation provided they are sufficiently thick for the resistance formulas used in the derivation to be valid. In practice, a wall thickness which is satisfactory mechanically is sufficient. Solid centre conductors are often used for mechanical convenience. For diameter ratios other than optimum, the increased attenuation in percentage is shown in Fig. 5, taken from Ref. 3. Near the optimum, the attenuation changes slowly with diameter ratio.

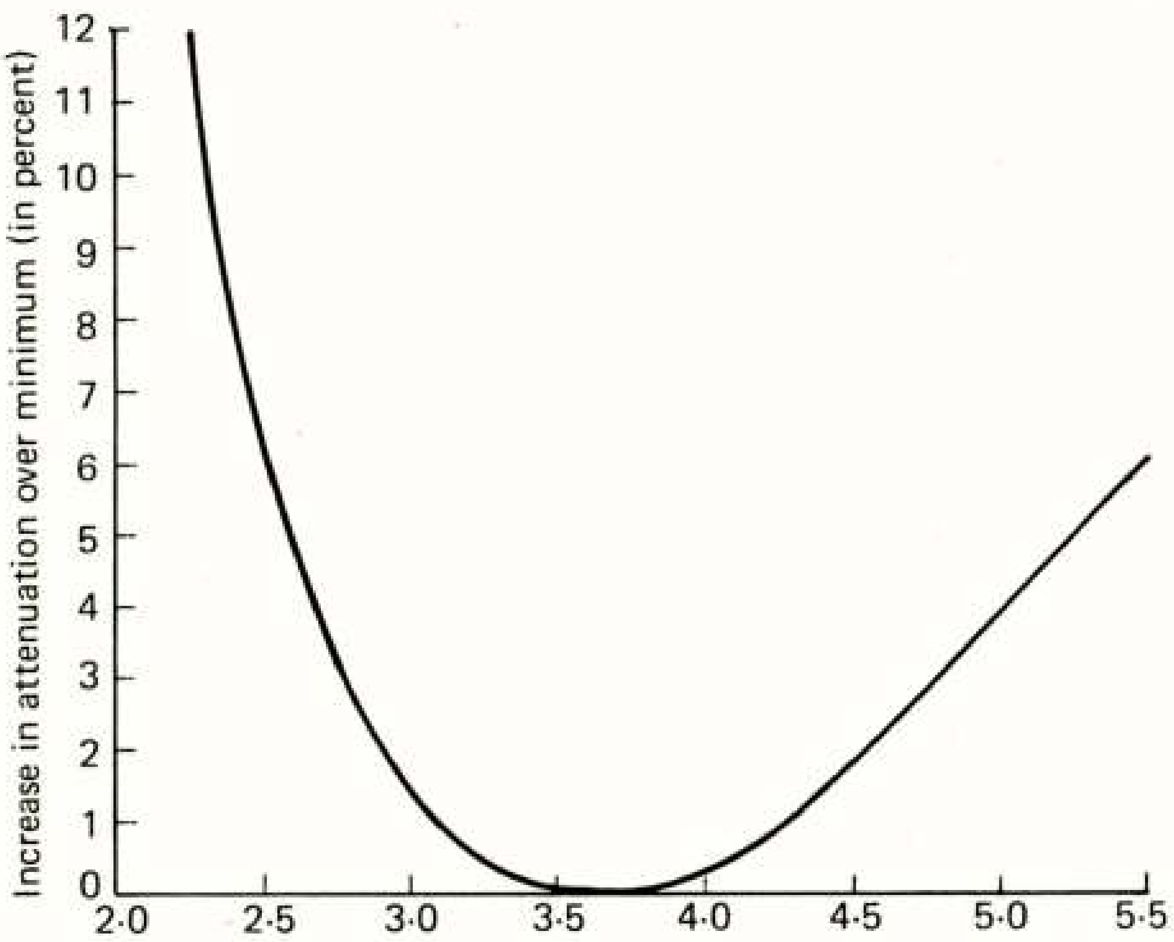


Fig. 5 Variation of attenuation with diameter ratio (inner and outer conductors of same material)

Taking dielectric loss into account does not affect the optimum diameter ratio but adds the term $\frac{\pi f p \sqrt{\varepsilon} \times 10^{-10}}{3}$ to the attenuation formula, where p is the power factor.

For non-homogenous dielectrics, for example insulating discs with air spaces in between, the optimum diameter ratio is not affected provided the planes separating the dielectrics are perpendicular to the axis of the conductors. The attenuation formula given above is of course affected.

The optimum diameter ratio is substantially independent of frequency for high frequencies. At low frequencies the optimum ratio would be less because skin effect is present to a lesser degree.

It is interesting to note that for inner and outer conductors of the same material, the ratio of high frequency resistance contributed by the inner to that contributed by the outer is equal to the diameter ratio. The inner conductor thus contributes the greater share of high frequency attenuation.

Impedance

The characteristic impedance at sufficiently high frequencies is constant with frequency and given by the following formula:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{60 \log_e \rho}{\sqrt{\varepsilon}} \text{ ohms}$$

For non-homogenous dielectrics ε in the formula should be replaced by the weighted average dielectric constant of the insulating media.

Crosstalk

In contrast to symmetrical-pair cables, where the cross-talk attenuation (both near-end and far-end) deteriorates with increasing frequency, coaxial cable crosstalk improves with increasing frequency.

In the theoretical treatment by Schelkunoff (Ref. 4), the total reduction in electric and magnetic fields due to the presence of a shield is stated to be composed of two parts, (a) the reflection loss due to impedance mismatches between the dielectric and the metal of the shield, (b) the propagation loss within the material of shield.

It is shown that the impedance mismatch for electric waves between dielectric and metal is very large, giving rise to reflection losses of the order of 200 dB, hence the almost perfect electrostatic shielding offered by metallic substances. The degree of impedance mismatch and hence the reflection loss is much less for magnetic waves and reduces with reducing frequency to the order of 30 dB at 100 kHz and 5 dB at 1 kHz for a single reflection at a copper/air interface. The intrinsic propagation constant within the metallic shield also falls with reducing frequency.

The resulting crosstalk attenuation becomes critical at the lower frequencies and steel tape wrappings are used over the outer conductor to reduce magnetic coupling. The lower frequency limit for transmission purposes is normally fixed at 60 kHz, at which frequency the cross-talk attenuation is specified and tested.

With these precautions, "Go" and "Return" tubes can be used within one cable sheath without restriction.

SURVEY OF EXISTING CABLE TYPES AND USES

Brief History of Coaxial Cable in the UK (Refs. 5 and 15)

The first long distance coaxial cable was installed between London and Birmingham during 1935 and 1936. The coaxial pairs had dimensions of 11.4 mm outer and 3 mm inner conductors, the outer being composed of interlocking tapes, spirally applied. A second cable of improved design was installed between Birmingham and Manchester during 1936 and 1937.

A third design of cable, in 1937, used an outer conductor of 0.375 inch (9.5 mm) with a 0.104 inch (2.64 mm) centre conductor. The insulator was slotted hard rubber discs 1.3 mm thick spaced at intervals of 33 mm. The outer conductor was still spirally applied.

A fourth design, in 1944, combated the excess loss from the spirally applied outer conductor, which developed after some 3 years in the ground, by adopting the longitudinally applied tube formed from copper tape. Hard rubber discs were still used. A fifth design, in 1947, went over to polythene for the insulant. The modern design for 9.5 mm coaxial pair evolved in 1950.

Coaxial-Pair Cable Type 2.6/9.5 mm (0.104/0.375 inch)

This coaxial-pair cable became a world-wide standard during the late 1940's/early 1950's. The characteristics are defined by the CCITT (Ref. 6). The centre conductor is solid copper wire of 2.6 mm diameter. The outer conductor is soft copper tape, formed into a cylinder around the insulation. The thickness of the copper tape is 0.25 mm, the internal diameter of the cylinder being 9.5 mm. The impedance at 2.5 MHz is 75 ohms ± 1 ohm. As an example of such a coaxial-pair cable, the STC Type 375 coaxial cable is described briefly below.

The insulant between the centre and outer conductor is 95% air, the remaining 5% consisting of accurately dimensioned polyethylene discs.

The copper tape, used to form the outer conductor, first has corrugations imprinted onto both edges. These corrugations are staggered so that, after the tape is formed into a tube and applied longitudinally to the insulated inner conductor, the corrugations prevent the butted edges from overlapping. The completed core is bound with two mild steel tapes, each of thickness 0.13 mm, followed by two thicknesses of insulating paper.

The cores are laid up into a composite cable with an even number of coaxial cores such as 4, 6, 8, 12 or 18, the whole cable being made circular by the inclusion of paper insulated quads in the various interstices. When required, one or more layers of quads can be stranded around the composite cable before the sheath is applied.

Coaxial-Pair Cable Type 1.2/4.4 mm

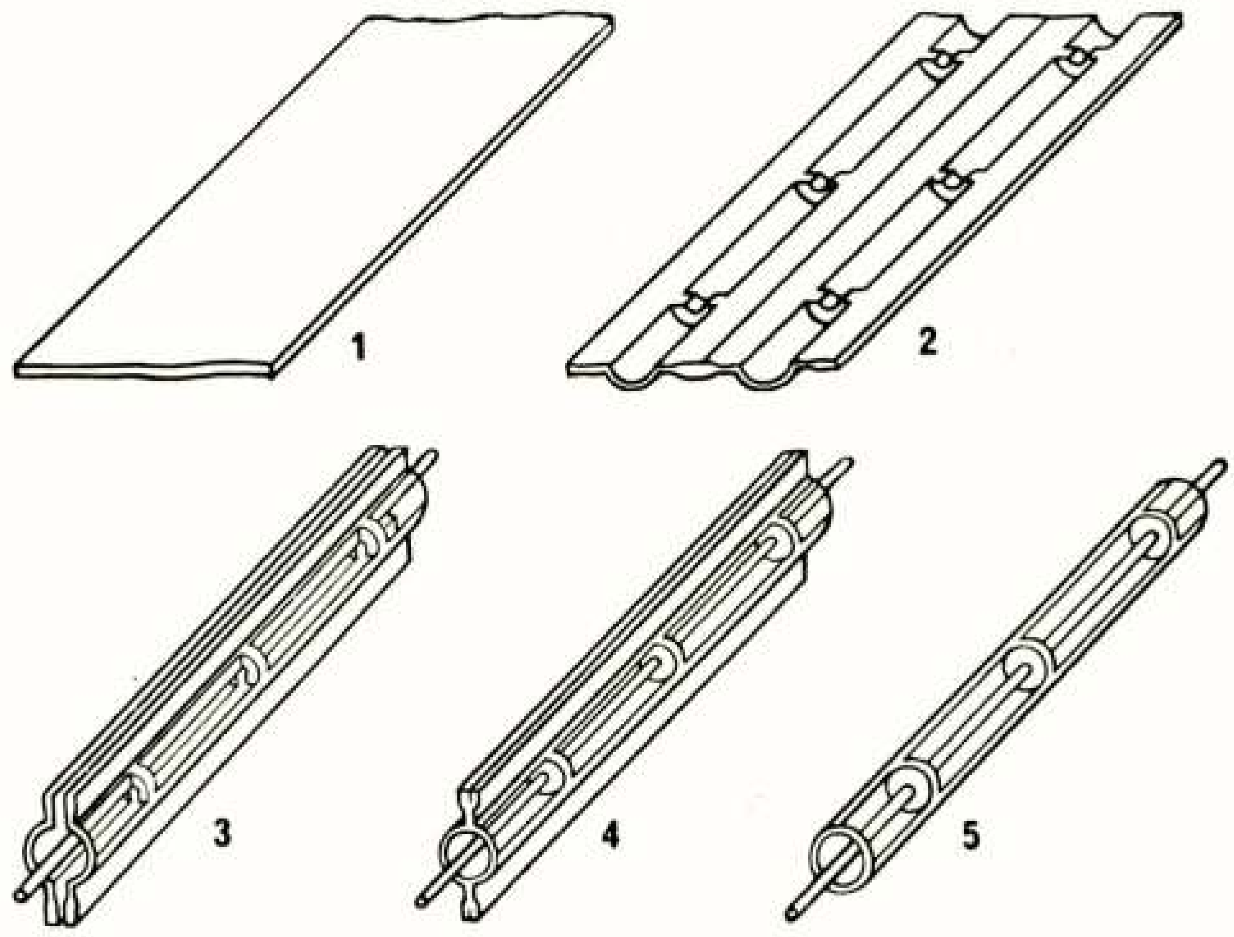
This coaxial-pair cable was standardised by the CCITT in the early 1960's. It has found widespread use in Europe but not in North America. The physical dimensions were agreed at a meeting of a CCITT Working Party (June 1962) as:

Diameter of inner conductor	1.2 mm
Inner diameter of outer conductor	4.4 mm
Thickness of copper tape forming outer conductor	0.18 mm
(later specified as 0.15 or 0.18 mm)	

The impedance at 1 MHz is 75 ohms ± 1.5 ohm.

The characteristics are defined in a CCITT Recommendation (Ref. 7), which does not include any details of construction methods.

An example of this coaxial pair is the STC Type 174 coaxial cable (Ref. 17). The insulation between inner and outer consists of an air-filled moulding made from high-density polyethylene co-polymer, which is applied to the centre conductor continuously (Fig. 6). The outer conductor is formed from copper tape (0.18 mm thickness), the edges of which are corrugated to prevent overlapping, as before.



* British Patent 921232.

STAGES IN THE CONSTRUCTION OF THE STC MOULDED SHELL INSULATION

Stage 1—Continuously extruded strip of high density polyethylene copolymer.

Stage 2—Two half-insulations moulded into strip by embossed rollers.

Stage 3—Moulded strip divided and centre conductor introduced.

Stage 4—Two halves heat-consolidated together around centre conductor, forming single tube with integral spacing discs and two longitudinal fins.

Stage 5—Fins removed to give insulated conductor.

Fig. 6

The completed core is bound with two soft mild steel tapes of thickness 0.1 mm. These are applied in opposite directions in such a manner as to cross one another at right angles. Two thicknesses of insulating paper are applied over the steel tapes. As before, the coaxial cores are laid up in a composite cable with up to 20 cores (or in principle up to 40 cores or more). Paper insulated pairs or quads are included in the interstices and, when required, in one or two layers around the laid up cores.

2.8 mm Coaxial Cable

This coaxial-pair was designed by the Italian Administration and 20,000 pair-km have already been installed. It has not yet been standardised by the CCITT although it is under consideration by joint Working Party CNC on "Digital Paths over Cable".

The details are:

Inner conductors diameter-0.65 mm
Insulation, cellular polyethylene
Internal diameter of outer conductor-2.8 mm

Outer conductor is copper tape, longitudinally applied with overlapped edges; thickness of tape 0.1 mm, width 11 mm.

A single steel tape screen, consisting of steel tape (thickness 0.1 mm and width 12.7 mm) is longitudinally applied. An insulating paper lapping is applied to the completed core.

The cores are laid up into a composite cable with 12, 24, 36 or 48 cores per cable.

Summary of Properties of the Cables described above

PROPERTY	UNITS	COAXIAL CORE		
		9.5	4.4	2.8
DIAMETER OF CENTRE CONDUCTOR	mm	2.6	1.2	0.65
MATERIAL OF CENTRE CONDUCTOR		P.C.W.	P.C.W.	SOLID CU
PERMITTIVITY OF INSULANT		1.068	1.15	
INTERNAL DIAMETER OF OUTER CONDUCTOR	mm	9.5	4.4	2.8
NOMINAL CHARACTERISTIC IMPEDANCE	ohms	75±1 (at 2.5 MHz)	75±1.5 (at 1 MHz)	75±3 (at 1 MHz)
ATTENUATION AT 1 MHz	dB/km	2.4	5.3±0.2	9.5
(10°C) 2.5 MHz	dB/km	3.7	8.3	
4.0 MHz	dB/km	4.7	10.5	
4.5 MHz	dB/km	5.0	11.1	
12.5 MHz	dB/km	8.3	18.5	

This table attempts to summarise on a comparative basis the properties of these cables. CCITT recommendations or manufacturers' information should be consulted in particular cases.

Applications of the Cables described above

9.5 mm

This coaxial-pair may be used for the transmission of 2.6, 4, 6, 12, 40 or 60 MHz analogue FDM systems. Repeater spacings for some of these systems are:

4 MHz	-	9.1 km
12 MHz	-	4.5 km
60 MHz	-	1.5 km

For digital applications (PCM), this coaxial-pair should be suitable for operation up to 500 Msymbols/s provided that considerable attention is paid to periodic effects (systematic structural return loss).

4.4 mm

This coaxial-pair may be used for the transmission of 1.3, 4, 6, 12 MHz analogue FDM systems. Repeater spacings for some of these systems are:

1.3 MHz	-	8.0 km
4 MHz	-	4.0 km
12 MHz	-	2.0 km

For digital application, the BPO is proposing to use a 120 Mbit/s system (90 Msymbols/s) at a repeater spacing of 2 km, i.e. the same as the 12 MHz system. This coaxial-pair might well be suitable for use up to 360 or 480 Mbits/s with repeater spacings of the order of 1.0 or 0.9 km.

Periodic effects are less pronounced with this pair than with the 9.5 mm size but should be investigated before use at the higher bit rates is contemplated.

2.8 mm

This coaxial-pair is proposed for digital (PCM) systems and is already in use for 8 Mbits/s, with use for 35 Mbits/s envisaged. Repeater spacings are as follows:

System	Repeater Spacing	No. of Telephone circuits
8 Mbits/s	4 km	120
35 Mbits/s	2 km	480

There seems to be no reason in principle why higher bit rates should not be used, with correspondingly reduced repeater spacing, although there will be a point at which the use of the 4.4 mm size would be more economical, probably in the region of 60-100 Mbits/s.

OTHER TYPES OF INSULANT

Apart from the various details given in the above paragraphs, other methods have been used, and these are summarised briefly below.

For further details, Ref. 8 should be consulted.

"Worm" Type - A polyethylene cord or tube is helically wrapped around the centre conductor at a pitch greater than the diameter of the cord. Overall insulation is provided by lapping a high density polyethylene tape or extruding a polyethylene tube over the worming.

Disc plus overall insulation - This comprises discs applied to the centre conductor, either by slitting along one radius and forcing on or by direct injection moulding, followed by overall insulation. As before this form of insulation may consist of polyethylene tape lapped on, or an extruded polyethylene tube.

Balloon Type - This type of insulation is formed by a tube of polyethylene (or cellular polyethylene) having the correct outside diameter, applied over the centre conductor and crimped or pinched down on to it at regular intervals. The centring of the inner conductor and the overall insulation is thus provided simultaneously.

Since the inner diameter of the tube between crimps is considerably greater than that of the centre conductor, a considerable fraction of the total insulator volume is air.

Spike type - A polyethylene tape is extruded in which four spikes in a row are moulded at regular intervals. This tape is thereafter folded around the centre conductor with the spikes inward, and the seam is sealed.

OTHER CABLE TYPES

A 4.4 mm coaxial-pair for PCM (Ref. 9)

This coaxial-pair design takes advantage of the less stringent crosstalk requirements of PCM transmission. The steel tape wrappings are omitted. The copper tape outer conductor is reduced in thickness to 0.1 mm and is overlapped at the join.

The outer conductor is applied over the previously insulated inner conductor and four such coaxial pairs are twist - assembled in one operation, performed in such a manner that the amount of twist of each outer conductor and the mutual pressure between the stranded pairs, keeps the outer conductors closed and tightly wrapped around the insulated inner conductors. The units of four pairs can then be laid up into larger cables.

A field trial length, of overall length 1.5 km and containing a total of 30 km of coaxial cores, has been laid in France.

It is planned to transmit a 106 Mbits/s PCM system (carrying 1440 voice circuits) over this core, or a digital colour TV signal at a repeater spacing of 1.5 km.

3.0 mm Coaxial Cable

This coaxial-pair has been envisaged by the French Administration and a 16-tube cable will be manufactured and laid at Lannion.

The details are:

Centre conductor diameter	0.8 mm
Internal diameter of outer conductor	3.0 mm

The outer conductor is bimetallic, consisting of 50 μm copper, 50 μm steel with 1 μm copper on the outside and is applied longitudinally with an overlap. The individual cores have no steel binding and similar laying-up methods to those described for the 4.4 mm (for PCM) above will be used.

Cloax (Ref. 10)

This coaxial-pair was designed at Bell Laboratories in the early 1960's. Compared to the earlier Western Electric serrated-seam design, it has improved electrical characteristics, increased flexibility and crush strength, and uses 60% less copper.

The outer conductor is a thin copper strip laminated to a tin-plated steel strip by an acrylic-base co-polymer. The laminate is then corrugated and formed around a disc-insulated centre conductor and closed longitudinally by soldering.

Details are:

Inner conductor	- 0.1013 inch diameter annealed copper wire
Discs	- high density polyethylene of outer diameter 0.338 inch
Corrugations	- 10.5 per inch with a peak-to-peak dimension of 0.033 inch.
Copper strip thickness	- 0.0045 inch
Tin-plated strip thickness	- 0.01 inch
Acrylic strip thickness	- 0.002 inch
Postulated use	- up to 145 MHz for analogue systems and 560 MHz for digital systems.

Bell-Northern NELC - 375 (Refs. 11, 12)

This cable was developed for direct ploughing methods of installation requiring a robust design of outer conductor to prevent changes in impedance during installation. It is intended to transmit a 272 Mbaud PCM system, with a spectrum from 2 to 490 MHz.

A copper centre conductor is used. The outer conductor consists of 0.004 inch thick copper, laminated to steel, and corrugated with 12 corrugations per inch. The inside diameter of the outer conductor is 0.375 inch. The longitudinal seam of the outer conductor is covered with a butt strap and soldered. Polyethylene discs are used as a semi-air dielectric.

ECONOMICS OF CHOICE OF TUBE SIZE

For a coaxial cable transmission system carrying multi-channel telephony, the capital cost per circuit consists of two parts:

(1) A part which is constant against length, consisting of the appropriate share of all the terminal equipment required at the two ends of the link.
(2) A part which varies with length, consisting mainly of the appropriate share of (a) installed cable cost; (b) installed dependent repeater cost.

For the part of the capital cost which varies with length and for a given transmission capacity, the installed cable cost will obviously increase with increasing individual core size, whilst the repeater costs will decrease due to the increased repeater spacing possible. There is thus a broad optimum range of core size which gives the minimum cost solution. Fig. 7 gives an example of the relative capital cost of a 35 Mbits/s PCM transmission system using various sizes of coaxial cable.

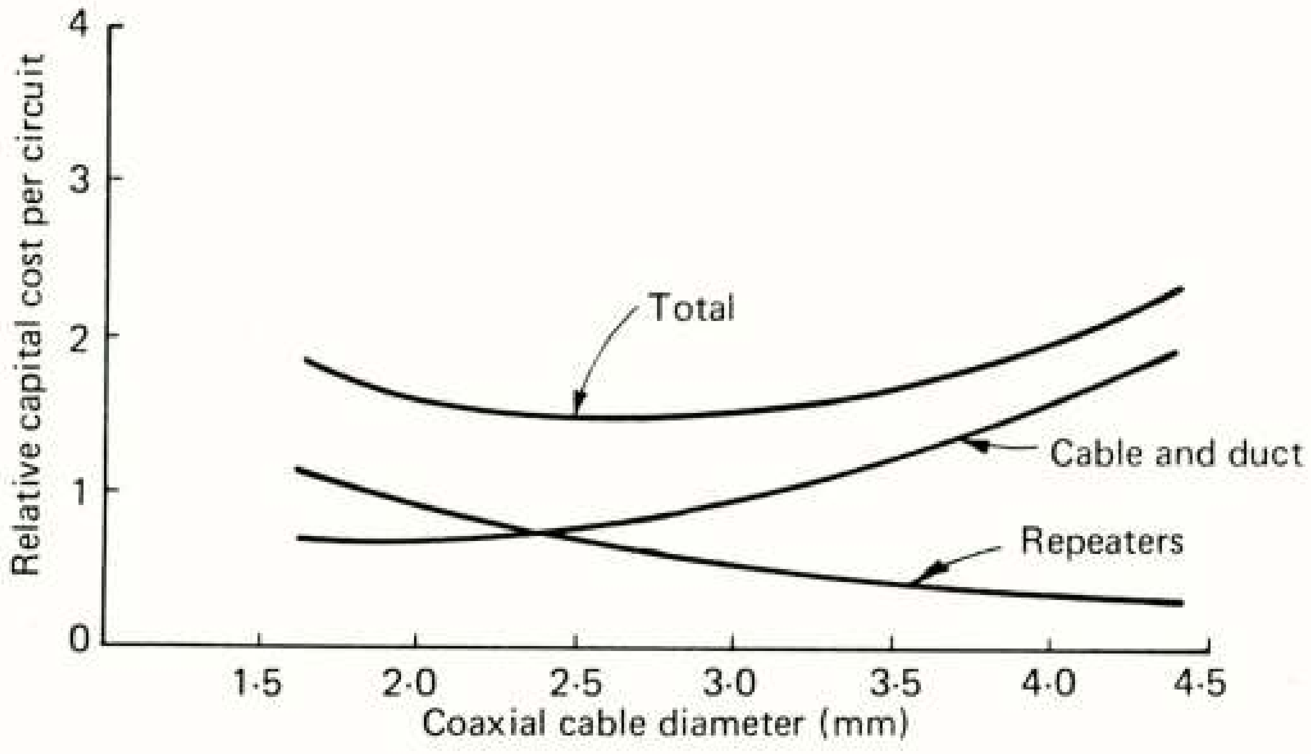


Fig. 7 35 Mb/s system (costs variable with length only)

Relative cost curves of this type generally give a rather flat optimum so that adhering to the nearest existing design of coaxial core may not involve much economic penalty. There may also be other constraints such as a desire to use standard repeater spacings or sub-multiples thereof.

ECONOMICS OF THE CHOICE OF THE NUMBER OF COAXIAL-PAIRS PER CABLE

Since it is possible to lay up coaxial cores into cables having 2, 4, 6, etc. up to 20 (or even 48 in some instances) cores per cable, it is useful to examine the economics of choice between these alternatives. Such a study involves a PVAC or 'discounted cash flow' approach.

For meeting a particular growth of circuit requirements, alternative installation schedules are planned using different schemes of cable provision. Such alternatives might be:

(a) providing all the cable requirements in the first year of a twenty-year study period,

(b) providing the cable requirements for the first ten years in year 1 and for the last ten years in year 11,

(c) using an even shorter provision cycle.

Capital costs are then calculated and converted into annual charges. After adding other annual charges such as maintenance (if any), the annual charges in each year from the year of installation to the end of the study period are referred back to year 0 by discounting and totalled to give total PVAC.

The scheme with the lowest total PVAC is the most economical. Such studies, combined with studies of the network configuration, should give broad guidance on the choice of number of cores per cable.

COAXIAL CABLES WITH LARGER CORES

The CCITT is studying whether it is desirable to standardise a cable additional to the 2.6/9.5 mm coaxial-pair for transmission of the 60 MHz FDM system (question 17/XV of Ref. 16). The French Administration has proposed a 3.7/13.5 mm pair with the objective of obtaining a repeater spacing of 2 km, which is more convenient for system sharing routes with 4 and 12 MHz systems.

For transmission of larger systems than 60 MHz, e.g. of the order of 200 MHz, coaxial cores of up to the approximate range of 19 to 40 mm are under discussion. For further details see Ref. 13. Study of the question of cables for systems with more than 10,800 channels (60 MHz) is being continued by Study Group XV of the CCITT. The question is stated as question 18/XV (see Ref. 16). These questions (17&18) with their detailed annexes, will appear in Volume III of the CCITT Green Book (prepared following the V Plenary Assembly, Geneva, December 1972) publication of which is expected in December 1973.

CONCLUSION

The above brief summary of the properties and applications of coaxial cable has illustrated their usefulness as a transmission medium and their flexibility of application to meet technologically changing requirements. This flexibility of application is very important when cable is put into the ground to meet requirements 10 or even 20 years ahead.

A continued major use of coaxial cable is foreseen for medium and long distance communications especially as the spectrum available for microwave radio links fills up.

REFERENCES

1. The World's Telephones, 1971, ATT Long Lines
2. Economic Planning of Transmission Systems, M.E.Collier, Electrical Communication, Vol. 48, No. 1 and 2, 1973
3. The proportioning of Shielded Circuits for Minimum High-Frequency Attenuation, E.I.Green et al, BSTJ, April 1936
4. Crosstalk between Coaxial Transmission Lines, S.A.Schelkunoff and T.M.Odarenko, BSTJ, April 1937
5. A new 4 MHz Coaxial Line Equipment. C.E.L. No. 6A, M.E.Collier and W.G.Simpson, POEEJ, 1954
6. CCITT White Book, Volume III, Recommendation G 331
7. CCITT White Book, Volume III, Recommendation G 341
8. Copper in Coaxial Cables, R.Sen, Wire Industry, June 1972
9. A New Coaxial Cable for PCM Systems, E.Fuchs and R.Mathieu, 20th IWCS, Atlantic City, New Jersey, 1971

10. Manufacturing Cloax Coaxial Cable, Charles H.Masters et al, The Western Electric Engineer, July - October 1971
11. A New Development in Multi-Unit Coaxial Cables for Long Distance PCM Systems, R.McClean et al, Wire Industry, March 1972
12. An Advanced Multi-Unit Coaxial Cable for Toll PCM Systems, R. McClean et al, 20th IWCS, Atlantic City, New Jersey, 1971
13. CCITT White Document AP V No. 68E, dated 29th September 1972
14. CCITT White Document AP V No. 114E, dated 8th December 1972
15. Modern Coaxial Cable Technique in Great Britain, E. Baguley. Electrical Communication, Vol.30, No.3,1953
16. CCITT Circular No. 14, May 1973 (Note - for text of questions 17 and 18 see questions B and C of Ref.14)
17. Small diameter Coaxial Cable using Moulded Shell Construction, R.Tatman and B.E. Ash, Electrical Communication, Volume 40, No. 4, 1965
18. CCITT White Document, COM XV, No. 238, October 1972.

Voordracht gehouden op 30 augustus 1973 in het PTT Vergadercentrum te Utrecht, tijdens werkvergadering no. 232.

EIGENSCHAPPEN VAN MINICOAXQUADS

Ir. N.B.J. Weyland
Technische Hogeschool Delft

1. ACHTERGRONDEN

In de telecommunicatietechniek vinden tot dusver twee typen kabels op uitgebreide schaal toepassing, de symmetrische en de coaxiale kabel. Symmetrische kabels treft men aan overal in het telefoonnet, zowel in het lokale net voor de overdracht van smalbandige signalen (300-3400 Hz) als in het interlokale net, waar draaggolftelefonie het mogelijk maakt om 120 telefoniesignalen in frequentiemultipeling over te dragen over een symmetrisch aderpaar in een frequentieband van 60-552 kHz. Hiermede is naar het zich thans laat aanzien de grens van de mogelijkheden, die de symmetrische kabels hebben te bieden wel bereikt. Bij nog hogere frequenties neemt de overspraak in symmetrische circuits zodanig toe, dat ze niet meer voor overdracht van telefoniesignalen zijn te gebruiken.
Telecommunicatiekabels van het symmetrische type zijn meestal opgebouwd uit quads of stergroepen, dat zijn groepjes van vier aders, die gezamenlijk worden getwist of samengeslagen (figuur 1). Door bij het twisten de

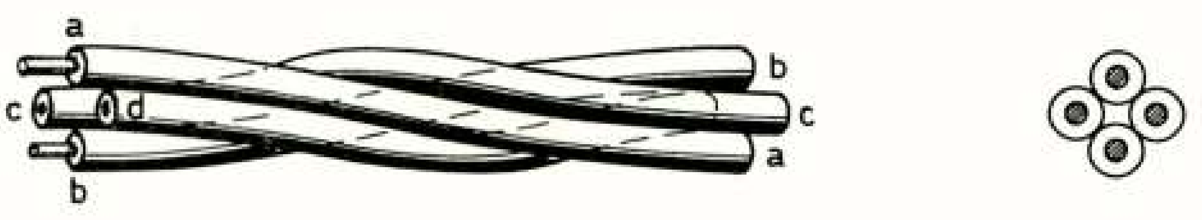


Fig.1

spoedlengten voor de verschillende quads zoveel mogelijk onderling ondeelbaar te kiezen kan men de koppeling tussen de quads onderling gering houden. Tevens wordt door het twisten bereikt dat uitwendige stoorvelden althans bij lage frequenties weinig invloed op de transmissie hebben. De vier aders bieden de mogelijkheid om twee circuits te vormen, het ene op de aders a en b, het andere op de twee overblijvende aders.

Bij volmaakte symmetrie zijn deze circuits niet electromagnetisch gekoppeld, zoals eenvoudig valt in te zien. Door de aard van hun constructie zijn symmetrische kabels het beste geschikt voor de overdracht van laagfrequente signalen, dit in tegenstelling tot de coaxiale kabels, die grote voordelen bieden voor de overdracht van hoogfrequente signalen omdat door het dan optredende huideffekt het electromagnetische veld zich geheel terugtrekt in de ruimte tussen binnen- en buitengeleider.

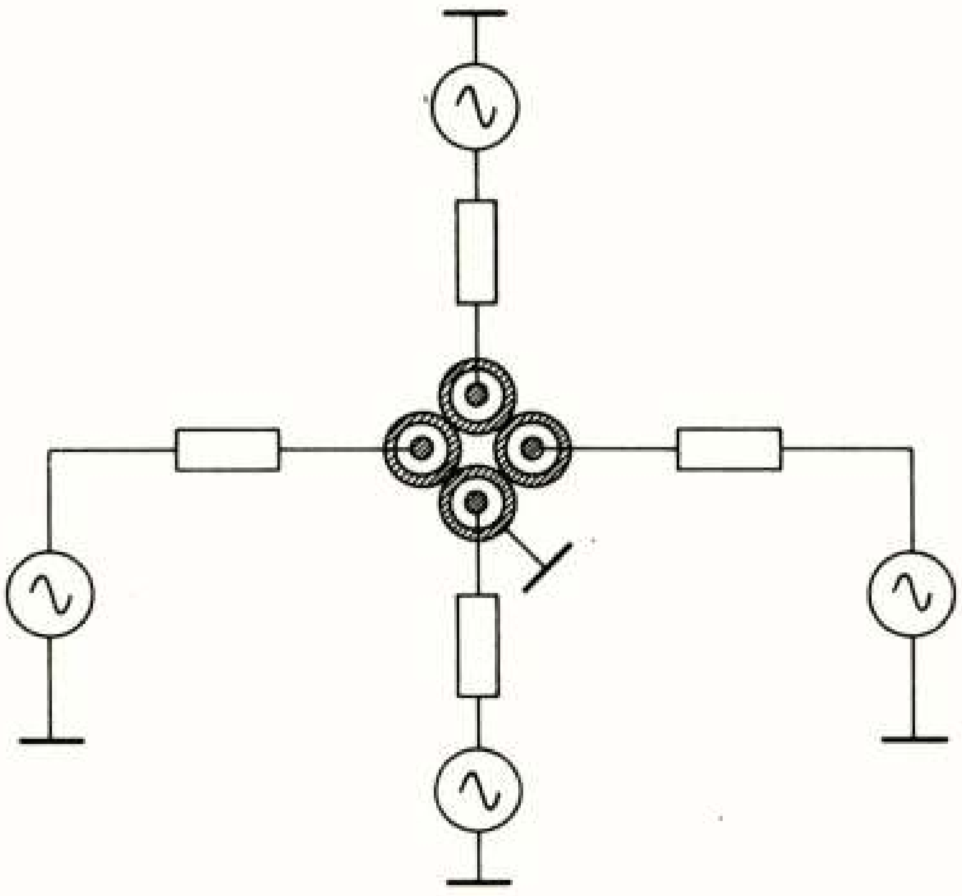
Coaxiale kabels vinden onder meer toepassing als antennevoedingslijnen en in moderne draaggolftelefoniesystemen waarbij duizenden telefoniesignalen worden overgedragen via één coaxiaal aderpaar. De frequentieband kan zich daarbij uitstrekken tot boven de 100 MHz. Een toepassingsgebied van de laatste tijd is de overdracht van radio- en televisiesignalen in gemeenschappelijke antenne-inrichtingen. Ook voor de overdracht van de zeer breedbandige signalen die ontstaan bij digitale transmissie is de coaxiale kabel een zeer geschikt transmissiemedium.

In 1970 en 1971 vond in Delft een serie bijeenkomsten plaats, het Telecommunicatiecolloquium 1970/1971, waar experts op het gebied van de telecommunicatie en aanverwante terreinen van gedachten wisselden over het lokale telecommunicatienet van de toekomst. Een samenvatting van de resultaten is gepubliceerd door de Stichting Toekomstbeeld der Techniek onder de titel "Communicatiestad 1985".



Fig 2

Tot de voornaamste conclusies van dit colloquium behoorde de constatering dat "zowel voor bredebandtransport als voor integratie van smalle- en bredebandtransport, bij de huidige technische verwachtingen in 1985 alleen de coaxiale kabel in aanmerking komt als kabeltype in nieuwe lokale netten".
Gedurende dit colloquium lanceerde de Delftse hoogleraar Bordewijk de idee van het minicoaxquad, dat is een quad gevormd uit vier zeer dunne coaxiale kabeltjes (fig. 2).



De voordelen springen direct in het oog: Men heeft in een minicoaxquad de beschikking over 4 afzonderlijke coaxiale circuits, maar het is ook mogelijk om de binnengeleiders te gebruiken als symmetrische aderparen (figuur 3) en indien het verschillende frequentiebanden betreft - HF voor coaxiale- en LF voor symmetrische paren - dan zijn beide mogelijkheden zelfs tegelijkertijd voorhanden.

Aldus is een kabeltype ontstaan dat enerzijds compatibel is met het bestaande lokale telefoonnet - opgebouwd uit symmetrische kabels - en dat anderzijds ook geschikt is voor de overdracht van de signaaltypen die voor zullen komen bij invoering in de nabije toekomst van nieuwe telecommunicatievoorzieningen als kabeltelevisie, beeldtelefonie, digitale telefonie, "highspeed"-dataverkeer om er maar enkele te noemen. Een individuele stersgewijze aansluiting van iedere abonné via een minicoaxquad, maar verder analoog aan de thans in het lokale telefoonnet gebruikelijke wijze van aansluiten zou het op eenvoudige wijze mogelijk maken om - wanneer de tijd daarvoor rijp is - zonder grote extra kosten te komen tot beeldtelefonie, kiestelevisie en televisie-vergaderschakelingen.
Op dit punt gekomen, lijkt het verstandig eerst eens na te gaan welke eigenschappen een minicoaxquad heeft.

2. EIGENSCHAPPEN

Een hybridische constructie als het minicoaxquad zal eigenschappen vertonen, die ten dele overeenstemmen met die van de normale coaxiale en symmetrische stelsels en ten dele daarvan zullen verschillen.
Dank zij de medewerking van de N.V. Pope's Draad- en Lampenfabrieken te Venlo, die een aantal proefkabels vervaardigde, was het in dit geval mogelijk de theoretische

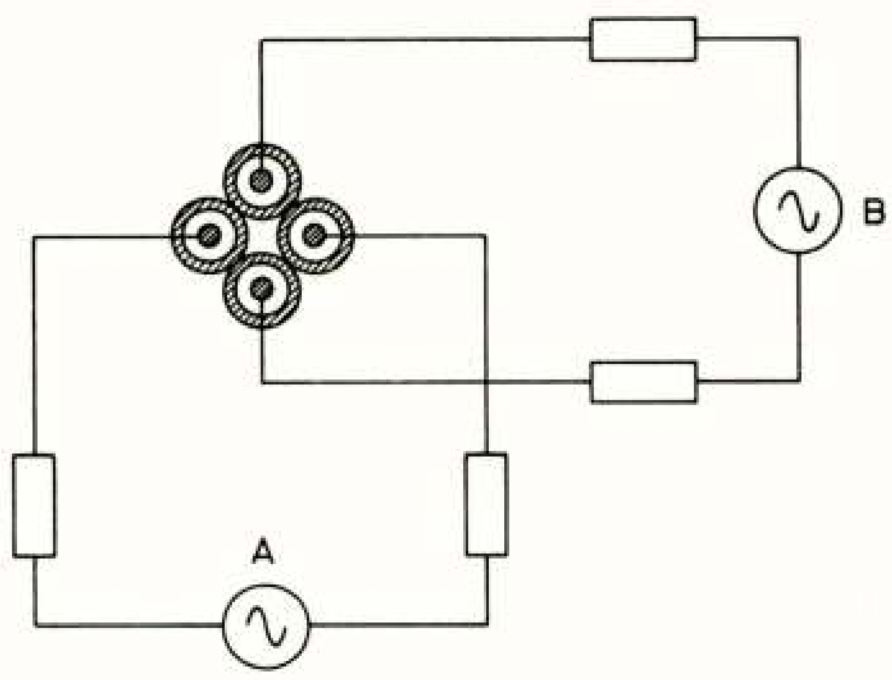


Fig.3

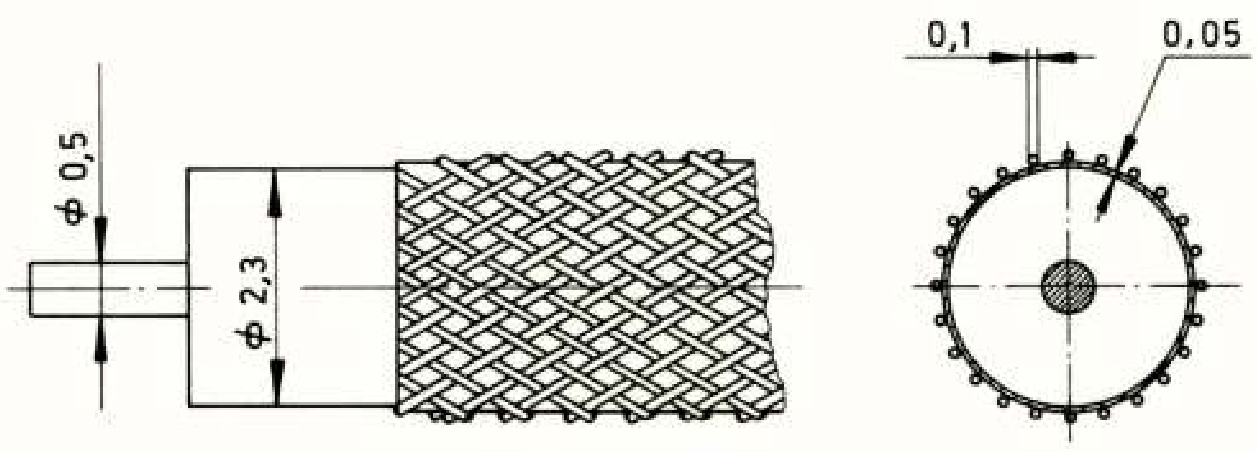


Fig.4

verwachtingen direkt aan de praktijk te toetsen. De meetresultaten, die in het volgende ter sprake komen, hebben betrekking op een minicoaxquad dat was opgebouwd uit 4 coaxiale kabeltjes volgens figuur 4.
Het dielectricum was polyethyleenschuim, de binnengeleider was van massief koper (0,5 mm diameter) de buitengeleider bestond uit een dichtgevouwen koperfolie van 0,05 mm dikte met daar overheen een vlechtwerk van koperdraadjes, dikte 0,1 mm.
De karakteristieke grootheden van deze kabel werden voor zover mogelijk op de uit de litteratuur bekende manier berekend en de resultaten werden vergeleken met de uitkomsten van metingen.

Indien de 4 coaxiale kabeltjes worden gebruikt voor het vormen van 4 afzonderlijke coaxiale circuits, dan is er over de te verwachten transmissie-eigenschappen reeds het nodige bekend.
Zolang de frequentie voldoende hoog is - zo hoog dat de indringdiepte δ van het electromagnetische veld in de geleiders klein is vergeleken met de dikte t van de buitengeleider - zal de koppeling tussen de circuits onderling te verwaarlozen zijn.
Bij lagere frequenties ($\delta > t$) zal de longitudinale component E_z van de electrische veldsterkte doordringen tot op de buitenkant van de buitengeleider en aangezien de pijpjes blank tegen elkaar liggen zal er daardoor merkbare overspraak optreden. Bij zeer lage frequenties is de overspreekdemping betrekkelijk gering en onafhankelijk van de frequentie - ze hangt dan alleen af van de gelijkstroomweerstand van de buitengeleiders - maar ze neemt sterk toe met de frequentie zodra het huideffekt zich doet gelden. Is de buitengeleider onvoldoende dicht - bij voorbeeld in het geval dat deze bestaat uit een eenvoudig vlechtwerk van koperdraadjes - dan neemt de overspreekdemping bij zeer hoge frequenties weer af.

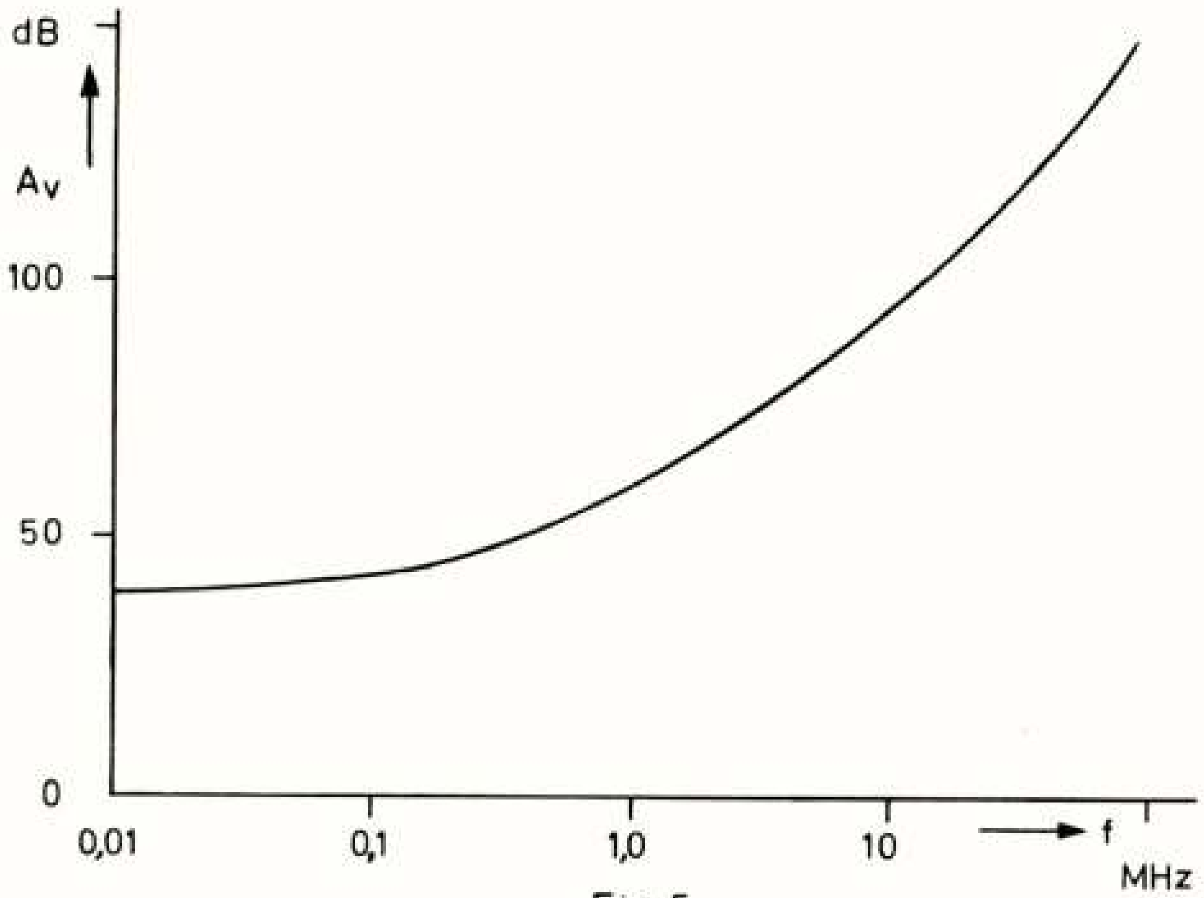


Fig.5

Figuur 5 toont het verloop van de overspreekdemping van de coaxiale paren in het minicoaxquad. De waarde van 40 dB bij lage frequenties stemt overeen met de berekende waarde voor 227 m kabel met 4 pijpjes. Bij grotere aantallen pijpjes per kabel wordt het resultaat gunstiger.

In het lokale telefoonnet is een aderdiameter van 0,5 mm standaard. Daarom is ook voor de diameter d van de binnengeleiders van de minicoax-paren deze waarde gekozen. Wanneer nu verder wordt verlangd, dat de karakteristieke impedantie Z van elk coaxkabeltje bij hoge frequenties gelijk wordt aan 75 ohm, dan ligt daarmee tevens de demping van de gebruikte minicoaxparen vast omdat de weerstand van de geleiders per lengte-eenheid bij hoge frequenties gelijk is aan :

$$R = \frac{1}{\pi\delta\sigma} \left(\frac{1}{D} + \frac{1}{d} \right)$$

terwijl de karakteristieke impedantie volgt uit:

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \ln \frac{D}{d}$$

Figuur 6 toont het gemeten dempingsverloop, dat geheel met de berekeningen overeenstemt.

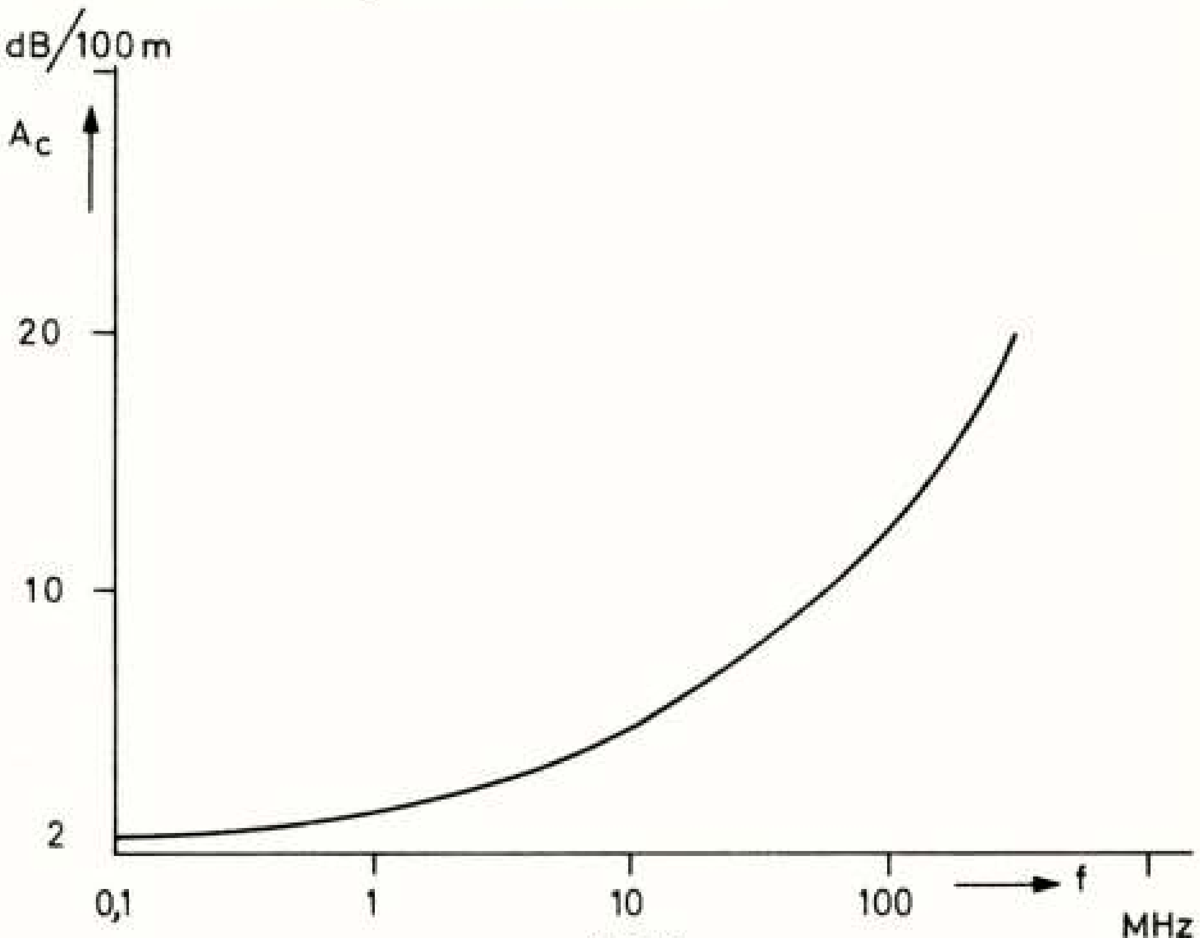


Fig.6

De demping tengevolge van de dwarsverliezen valt bij deze zeer dunne kabeltjes in het niet bij de bijdrage van koperverliezen.

Bij een nadere beschouwing van de symmetrische circuits die met behulp van een coaxquad kunnen worden gevormd is het zinvol om opnieuw onderscheid te maken tussen het gedrag bij hoge en dat bij lage frequenties.
Het verschil met een normaal quad is hierin gelegen, dat bij het coaxquad rondom elk adertje een "scherm" is aangebracht, zo zou men althans in dit verband de buitengeleiders van de coaxiale kabeltjes kunnen opvatten.

De stroom I, die door de ene ader heengaat loopt door de andere ader terug (zie figuur 7) maar tevens zullen er in de schermen wervelstromen gaan vloeien die de weerstand R verhogen en de zelfinductie L verlagen ten opzichte van de toestand bij afwezigheid van de schermen.

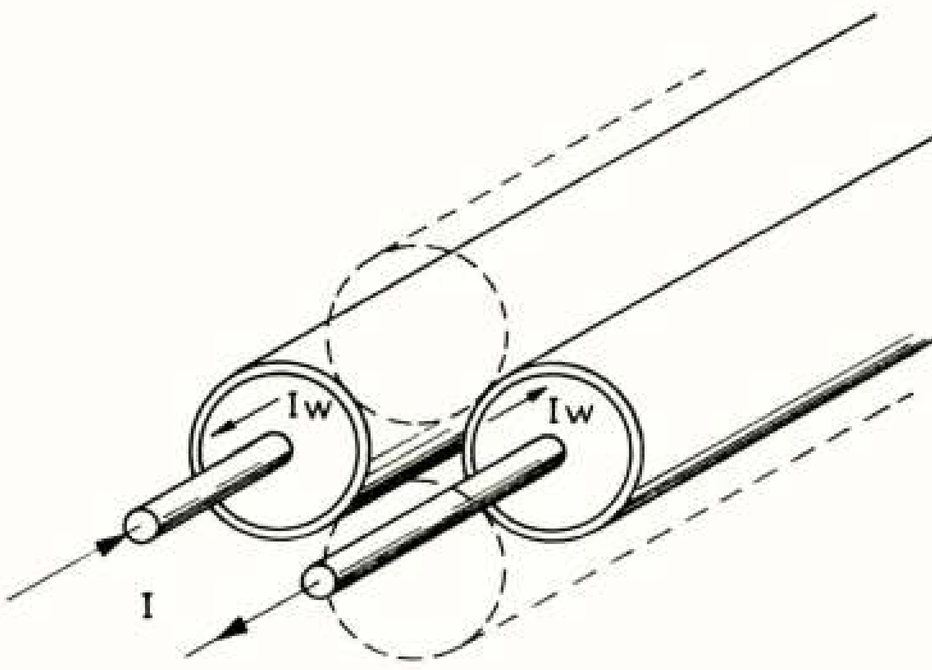


Fig.7

Bij hoge frequenties zal weer gelden: ($\delta << t$) en onder die omstandigheden zal het electromagnetische veld rond de aders geen kans hebben om door de schermen heen te dringen. Dit wil niets anders zeggen dan dat er in de schermen longitudinaal gerichte wervelstromen gaan lopen, die gelijk en tegengesteld zijn aan de stromen door de bijbehorende aders. Aan de binnenzijde van de schermen heerst dan dezelfde longitudinaal gerichte electrische veldsterkte E_z als in het geval van coaxiale transmissie dat reeds werd behandeld. De weerstand R van een "symmetrisch coaxpaar" is dan gelijk aan:

$R = 2\ R_{coax}$ = 2x (weerstand van 1 coaxpaar)

en de zelfinductie volgt uit:

$L = 2\ L_{coax}$ = 2x (zelfinductie van 1 coaxpaar)

Bij lage frequenties is de situatie anders. Er zal dan vrijwel geen stroomverdringing optreden - anders gezegd, het electromagnetische veld ondervindt veel minder demping in het metaal van de schermen dan het geval is bij hoge frequenties - en daardoor zullen de stromen die door de aders vloeien ook een veld veroorzaken in de ruimte tussen de schermen. Hoe lager de frequentie, des te meer zal het veldpatroon gaan lijken op dat van een quad, waarvan de aders op dezelfde onderlinge afstanden liggen, maar dan zonder de schermen. Dit brengt met zich mee, dat de limietwaarden van L en R voor zeer lage frequenties gelijk zijn aan L_s en R_s, waarin L_s en R_s de zelfinductie, resp. de weerstand voorstellen per lengte-eenheid van het overeenkomende quad zonder schermen.
Bij toenemende frequentie zal R groter worden dan R_s en L kleiner dan L_s omdat de wervelstromen in de schermen een geleidelijke overgang bewerkstelligen naar de eerder beschreven situatie voor hoge frequenties. Het veld tussen de schermen wordt daarbij steeds zwakker en wordt tenslotte zo gering dat het te verwaarlozen is. In de figuren 8 en 9 zijn grafieken afgebeeld van de gemeten R en L, vergeleken met de berekende waarden van R_s en R_c resp. L_s en L_c, waaruit valt af te leiden dat het meetresultaat overeenstemt met de verwachtingen.

De capaciteit C per lengte-eenheid hangt samen met de transversale component van de electrische veldsterkte. Daar de stromen uitsluitend in de lengterichting van de kabel vloeien zal de transversale component van E overal loodrecht op de geleiders moeten staan. Dit impliceert dat in een vlak loodrecht op de lengte-as van de kabel de potentiaal overal op de schermen dezelfde waarde heeft en daaruit volgt dan weer, dat de capaciteit tussen de binnenaders gemeten gelijk zal zijn aan:

$C = \frac{1}{2}\ C_{coax} = \frac{1}{2}$ (capaciteit van 1 coaxpaar)

In figuur 10 zijn grafieken afgebeeld van de gemeten karakteristieke impedantie Z van een "symmetrische coaxpaar", vergeleken met de berekende waarden van

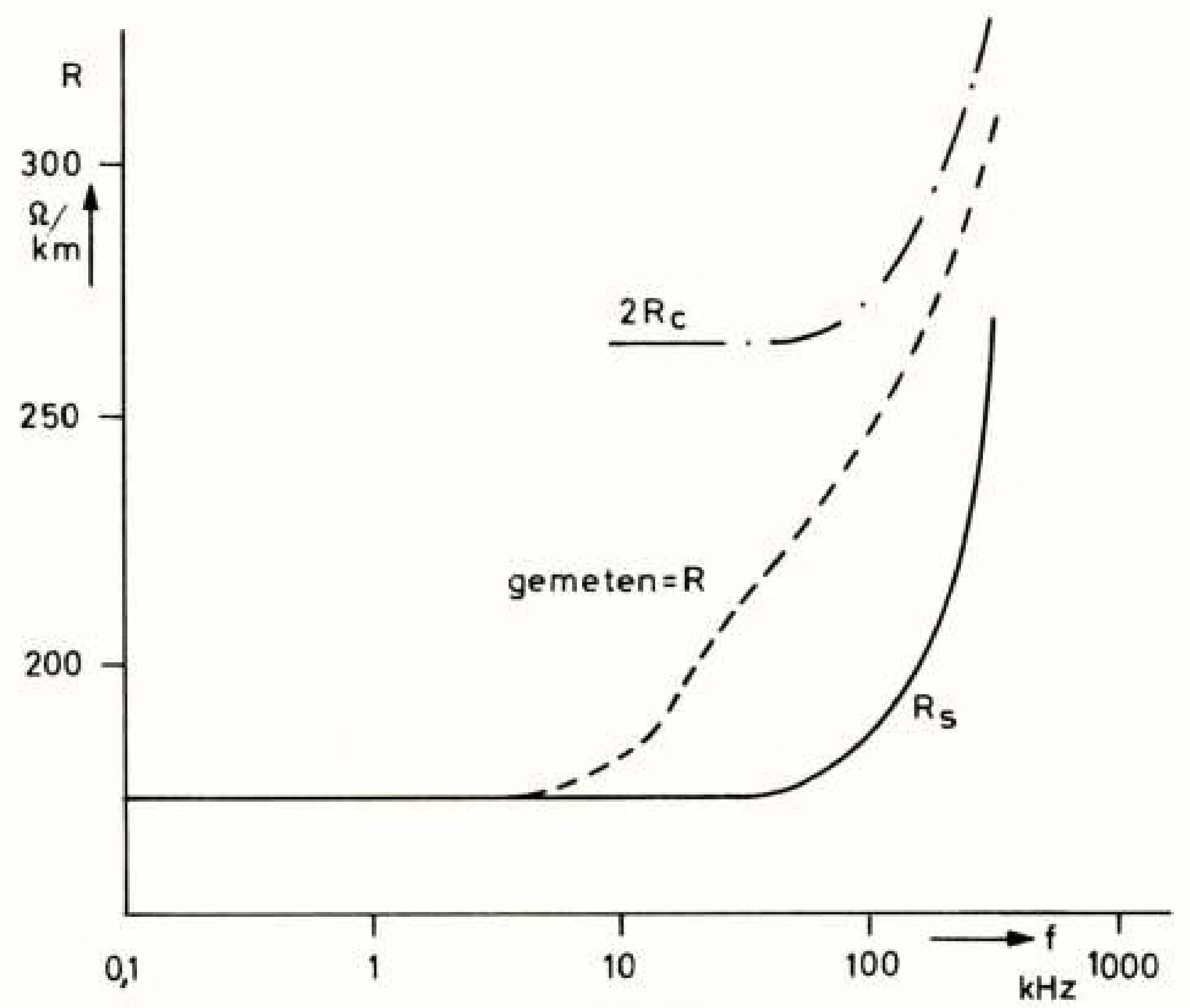


Fig.8

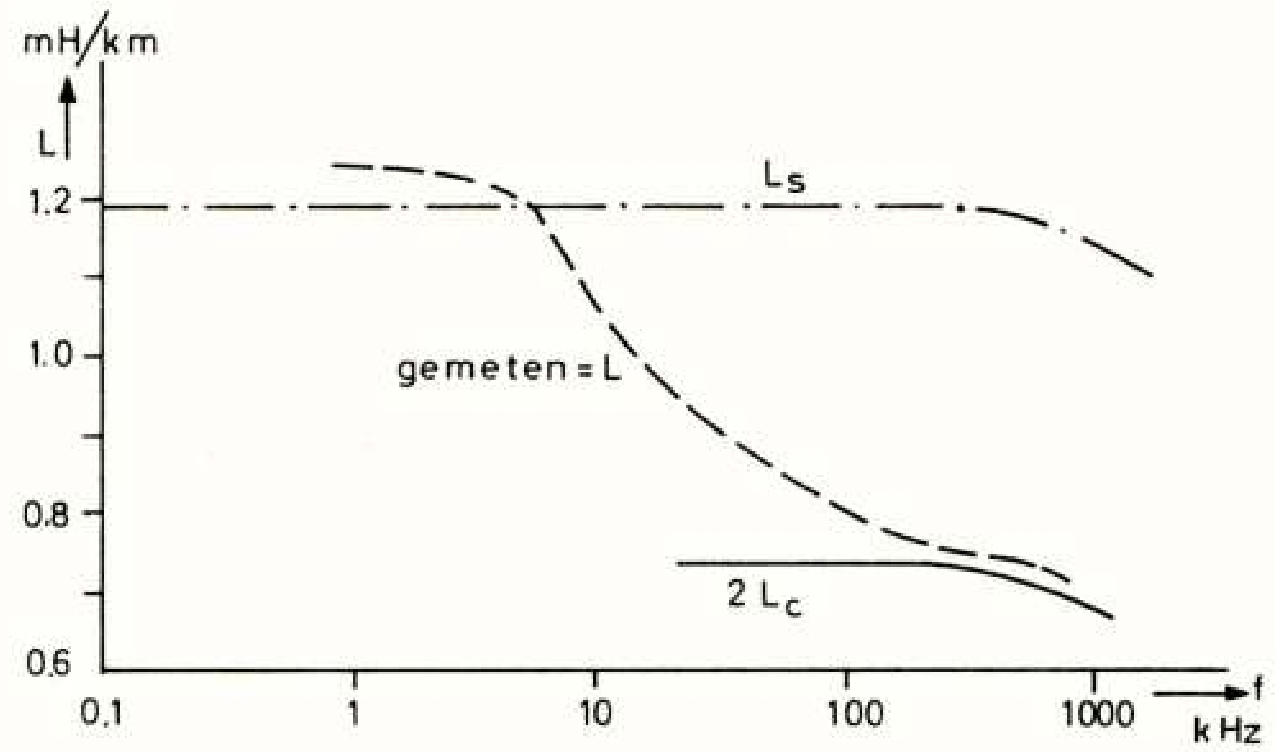


Fig.9

$2\ Z_{coax}$ en Z_s onder aanname van de bovengenoemde capaciteit per lengte-eenheid.

Tenslotte nog enkele opmerkingen over de te verwachten overspreek-eigenschappen van een coaxquad. Bekend is dat het overspreken in symmetrische stelsels het resultaat is van een electrische (ook wel genoemd capacitieve) koppeling via het transversale electrische veld en een magnetische (inductieve) koppeling via het transversale magnetische veld. Naarmate de frequentie toeneemt wordt de invloed van deze koppelingen sterker met dien verstande, dat voor veraf-overspreken de beide koppelingsmechanismen elkaar tegenwerken terwijl voor nabij-overspreken de situatie juist omgekeerd is. Omdat voor lagere frequenties de karakteristieke impedantie van de circuits sterk toeneemt gaat onder die omstandigheden de capacitieve koppeling overheersen.
Verwacht mag worden dat het minicoaxquad zowel bij hoge als bij lage frequenties gunstige overspraakdempingen zal vertonen. Bij hoge frequenties omdat dan het veld zich geheel binnen de coaxpijpjes terugtrekt en door de

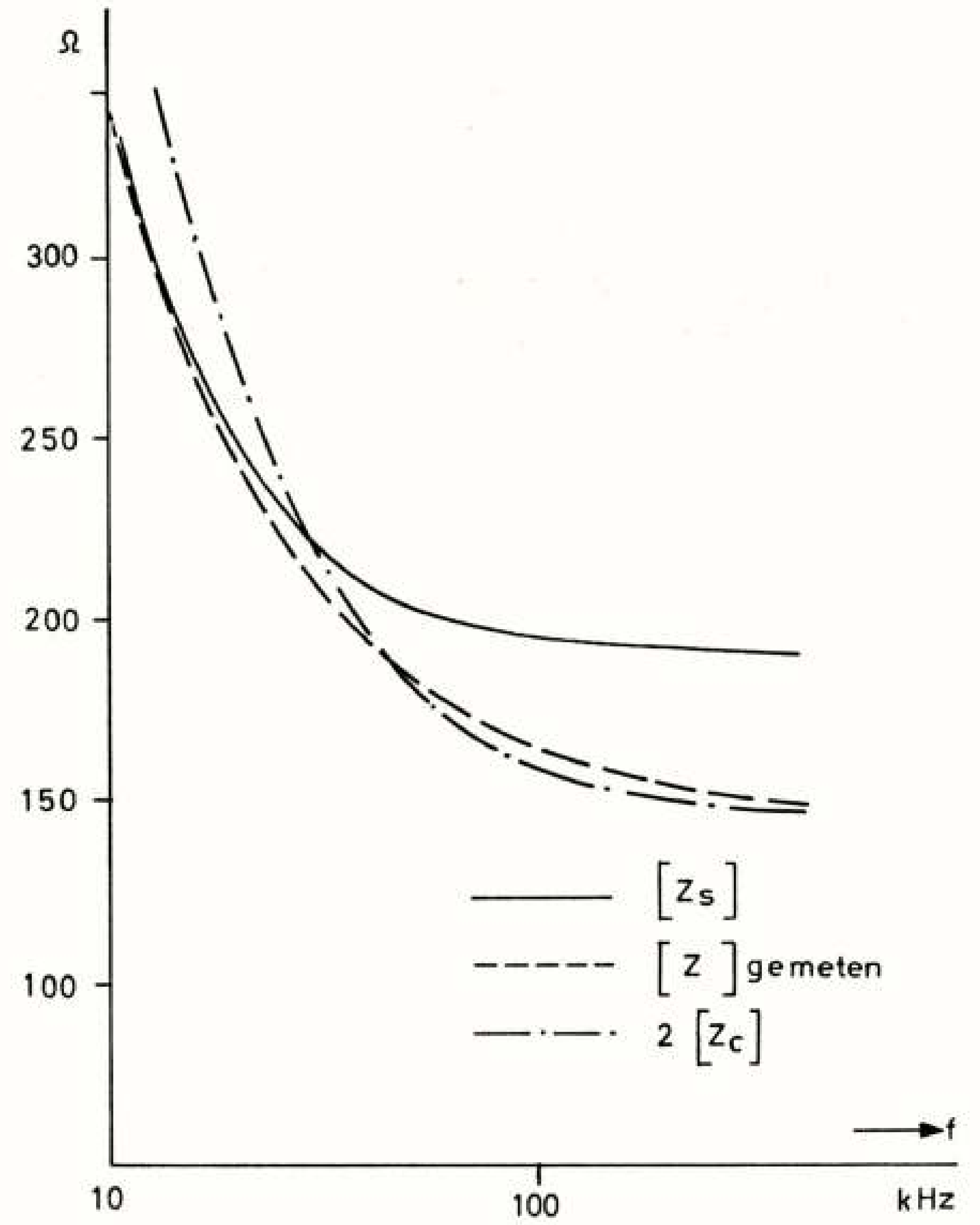


Fig.10 a

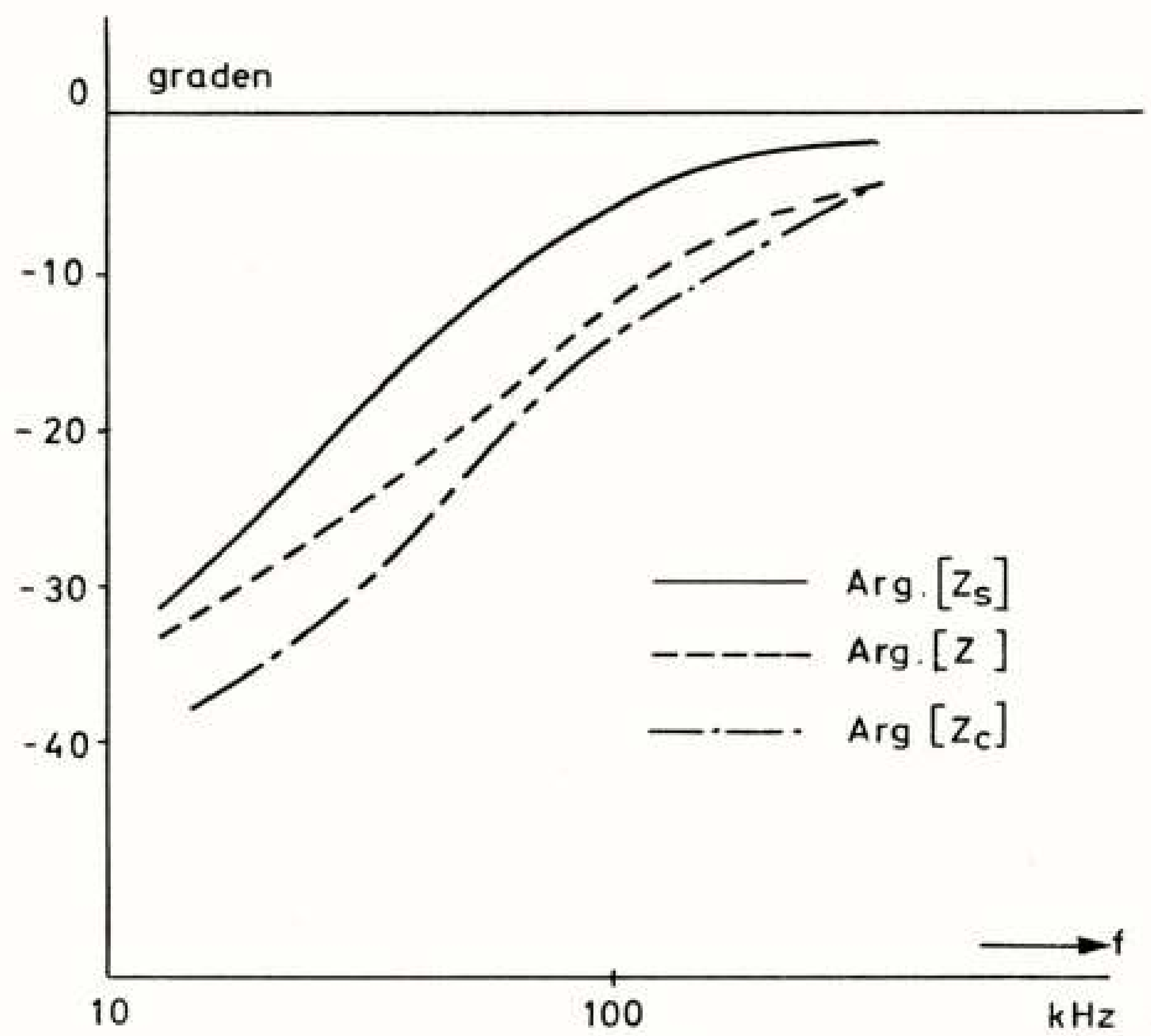


Fig.10b

sterke stroomverdringing vrijwel geen veld aan de buitenzijde van de schermen overblijft. Bij lage frequenties, omdat de electrische koppeling die dan zou gaan domineren op doeltreffende wijze wordt bestreden door de buitengeleiders van de coaxpijpjes, die dan als electrostatische schermen gaan werken. In figuur 11 zijn de overspreekdempingen aangegeven van 230 m minicoaxquad en van 300 m quad uit een lokale kabel 50 x 4 x 0,5. Hoewel de absolute waarden niet direkt te vergelijken zijn - er was helaas geen kabel van dezelfde lengte als het coaxquad beschikbaar - kan toch wel duidelijk het karakteristieke verloop van de overspreekdempingen van beide soorten quads worden waargenomen.

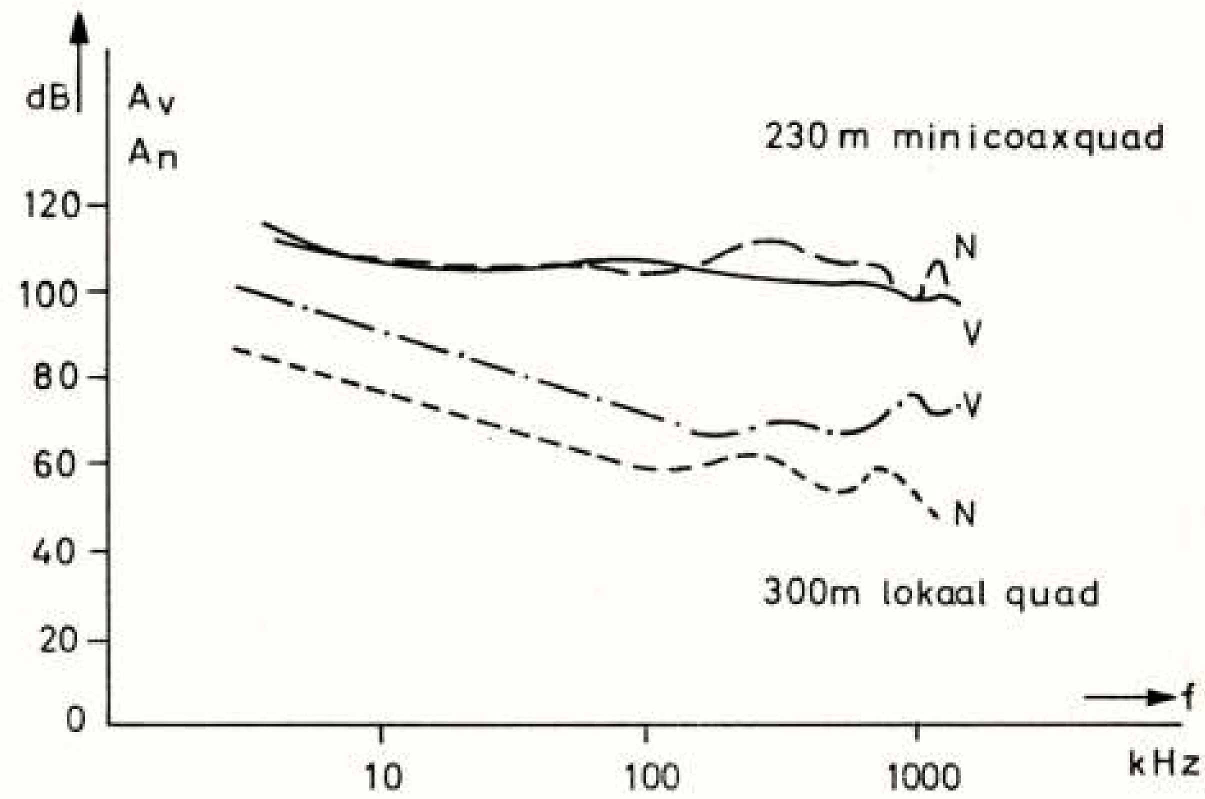


Fig.11

Uit het voorgaande kan de conclusie worden getrokken dat het minicoaxquad veelbelovende eigenschappen bezit als mogelijk universeel kabeltype voor nieuwe lokale netten. Er is bewust afgezien van het geven van theoretische afleidingen in dit artikel, enerzijds omdat dit in een aantal gevallen zou leiden tot het herhalen van zaken die al in tal van andere artikelen behandeld zijn, anderzijds omdat een diepgaande behandeling van de verschijnselen die in het overgangsgebied optreden buiten het bestek van een voordracht als deze viel.

Voordracht gehouden op 30 augustus 1973 in het PTT Vergadercentrum, Utrecht, tijdens werkvergadering no. 232.

Bij de afdeling der Elektrotechniek van de Technische Hogeschool Twente is in de leerstoel

Netwerktheorie

vakant de functie van

hoogleraar of lector

De functie is nog niet vervuld geweest. De bestaande taken worden verricht door een hoogleraar ad interim en drie wetenschappelijke medewerkers terwijl middels een externe onderwijsopdracht tijdelijk in de behoefte aan een doctoraal college is voorzien.

Van de leerstoel wordt gevraagd een bijdrage tot het voor alle studenten verplichte deel van het onderwijsprogramma van de afdeling in de eerste studiejaren en de verzorging van enige keuzevakken in de hogere studiejaren. Voorts wordt verlangd dat onderzoek op het gebied van de netwerktheorie en toepassingen daarvan wordt gedaan volgens een programma waarvan baccalaureaats- en ingenieursopdrachten deel zijn. Gezien de beperkte mogelijkheden van de afdeling zal dit programma slechts bescheiden in omvang kunnen zijn. Bij voorkeur zal het gericht moeten zijn op onderwerpen die ook van belang zijn voor het werk van andere leerstoelen c.q. vakgroepen van de afdeling. Kandidaten voor deze docentenplaats dienen in staat te zijn zelfstandig een deel van deze taken te vervullen en dienen stimulans, en waar nodig leiding te kunnen geven aan het werk van anderen.

Overwogen wordt de tot nu toe bestaande samenwerking met de leerstoel Informatie-, Communicatie- en Systeemtheorie voort te zetten in vakgroepverband.

Of een hoogleraar dan wel een lector benoemd zal worden zal vooral afhankelijk zijn van ervaring op het gebied van de netwerktheorie en toepassingen ervan.

Zij die voor deze functie in aanmerking willen komen, dan wel de aandacht willen vestigen op naar hun mening geschikte kandidaten, worden uitgenodigd zich binnen één maand na verschijnen van dit blad te richten tot de voorzitter van de afdeling Elektrotechniek, Technische Hogeschool Twente, Postbus 217, Enschede.

De voorzitter van de commissie, belast met de voorbereiding van de benoeming, Prof.ir. E.W. Gröneveld, telefoon 05420-93575 zal gaarne inlichtingen geven.

TRANSMISSIE OVER OPTISCHE KABELS VOOR DE LANGE EN MIDDELLANGE AFSTAND

Dr.ir. K. Mouthaan
Philips' Natuurkundig Laboratorium

Een aantal aspecten van glasfiber kabels en -kabelsystemen voor optische transmissie van signalen wordt belicht. De aandacht krijgen enkele algemene kabeleigenschappen, golfpropagatie en signaalpropagatie in glasfiber golfgeleiders, en transmissiecapaciteit van verschillende fiber systemen.

INLEIDING

Glasvezel diëlektrische golfgeleiders trekken de aandacht als kabelmedium voor de optische transmissie van signalen. Enkele jaren geleden nog, werden de optische verliezen in dergelijke glas "fibers" geteld in duizenden dB/km. Thans, zij het nog op laboratoriumschaal, worden verliezen bereikt van slechts enkele dB/km. De verrassend snelle ontwikkeling op het gebied van de gallium-arsenide (GaAs) halfgeleider laser levert daarbij de lichtbron, de zeer gevoelige silicium (Si) halfgeleider avalanche fotodiode kan dienen als lichtdetektor. Deze komponenten zijn compatibel met de glasfiber golfgeleider en passen in de gedachte van systeem implementatie met halfgeleiders.

Figuur 1 toont de voor optische kabeltransmissie wezenlijke elementen. De glas-



Fig. 1. Komponenten in glasfiber kabelsysteem.

fiber is het transmissie medium. De halfgeleider lichtbron is de zender, de halfgeleider lichtdetektor is de ontvanger. In de eigenlijke kabel kunnen meerdere glasfibers, ieder met bijbehorende lichtbron en lichtdetektor, parallel gebundeld zijn. Op regelmatige afstanden treffen we "repeaters" aan, waarin lichtdetektors en lichtbronnen, met bijbehorende electronica voor signaalversterking en -bewerking, rug-aan-rug geschakeld zijn. Behalve de GaAs diode laser kan in bepaalde gevallen ook de GaAs incoherente, zgn. licht-emitterende diode als lichtbron in aanmerking komen. Beide laten zich gemakkelijk direkt moduleren via de stroom door de diode. De meest passende signaalvorm is digitaal en wel aan/uit binair. De golflengte van de genoemde lichtbronnen is 0.8-0.9 μm. Het zichtbare golflengte gebied strekt zich uit van ca. 0.4 μm in het violet tot ca. 0.7 μm in het rood; golflengtes van 0.8-0.9 μm liggen dus in het, niet-zichtbare, nabije infrarood.

De geschetste kombinatie van GaAs laser, glasfiber golfgeleider en Si avalanche fotodiode levert een breedbandig transmissiesysteem, zeer geschikt voor digitale signaaloverdracht, met snelheden tot 1 Gbit/s, terwijl door bundeling van meerdere glasfibers in dezelfde kabel een grote kabelcapaciteit kan worden verkregen. Letten we daarbij ook op de goede verlegbaarheid, de vertakkingsmogelijkheden, en de naar verwachting lage specifieke investeringskosten, dan mag verwacht worden dat optische transmissie over glasfiber kabels in een behoefte zal voorzien.

Wij moeten ons nu haasten te stellen dat deze optische kabeltransmissie nog geheel in het stadium van laboratoriumonderzoek verkeert. Fundamentele problemen van materiaal- en komponentbeheersing moeten nog worden opgelost, terwijl ook meer praktische problemen zoals verkabeling van de glasfibers en de konstruktie van garnituren voor verbindingen tussen de kabels onze vindingrijkheid nog op proef zullen stellen. Dat ook op het gebied van de eigenlijke systeemtechniek nog het nodige werk moet worden verricht zal duidelijk zijn.

De bedoeling is dat wij in het volgende enkele aspecten van glasfiber kabels en kabelsystemen nader belichten.

ENKELE KABEL EIGENSCHAPPEN

Figuur 2 toont een schets van de enkele golf-

geleider. De glasfiber is hier van het kern/mantel type en is voorzien van een bescher-

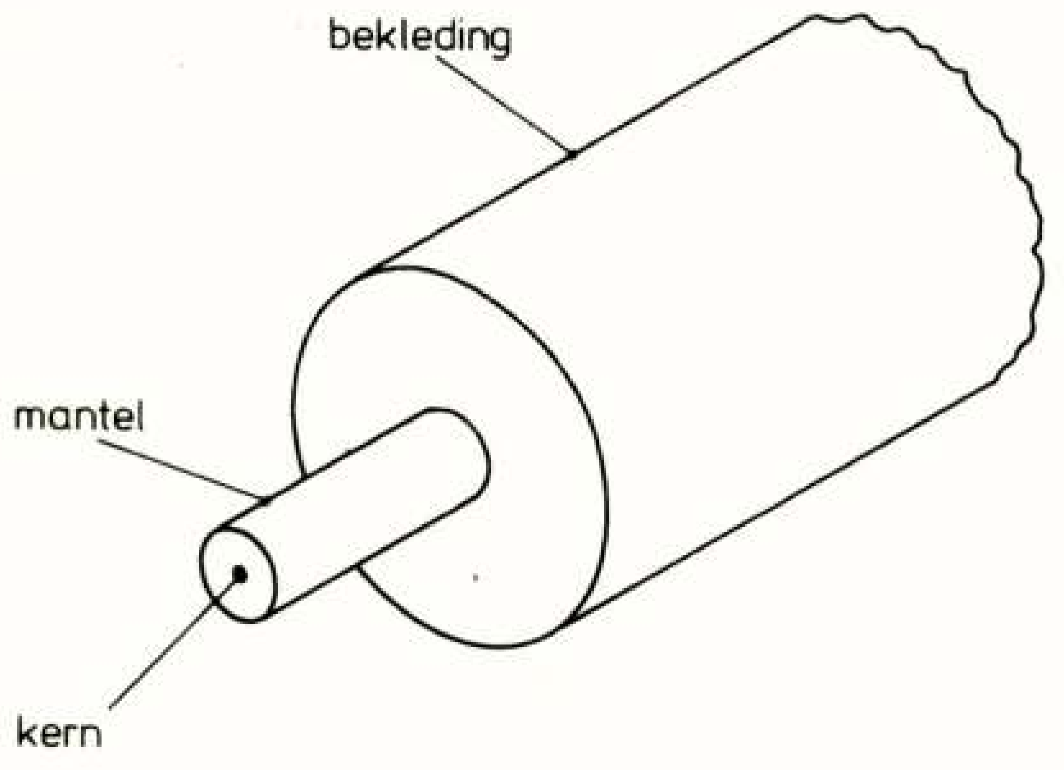


Fig. 2. Schets van de enkele glasfiber golfgeleider.

mende bekleding van bijvoorbeeld kunststof. De totale diameter van het geheel kan 0.2 mm bedragen, de diameter van de eigenlijke glasfiber 50 μm. Deze maten worden o.a. ingegeven door overwegingen van hanteerbaarheid en flexibiliteit, en zijn niet direkt bepalend voor de optische eigenschappen. De optische eigenschappen worden meer bepaald door de afmeting van de kern, ten opzichte van de golflengte, en door het brekingsindex verschil tussen kern en mantel. Daarop komen wij nog terug. Op dit moment noemen wij slechts dat voor lichtgeleiding de brekingsindex van de kern groter moet zijn dan die van de mantel; een verschil van 1% is daarbij voldoende om in krommingen met een straal van slechts enkele cm de lichtgeleiding nog te behouden. De intensiteit van het aan de kern gebonden licht neemt in radiale richting in de mantel snel af, en is ter plaatse van de buitendiameter van de mantel te verwaarlozen. Overspraak problemen zullen daaruit dan ook niet resulteren. Toch moet de kunststof buitenbekleding van de glasfiber, naast beschermende eigenschappen van mechanische aard, ook bepaalde optische eigenschappen hebben. De reden is dat de glasfiber als geheel, ten opzichte van bijvoorbeeld lucht, als lichtgeleider zou fungeren, hetgeen ongewenste voortplanting van mogelijk in de mantel geraakt licht zou meebrengen. De komplexe brekingsindex van de bekleding moet dus zo zijn dat licht in de mantel van de glasfiber onmiddelijk wordt geabsorbeerd in de bekleding.

De optische verliezen in golfgeleiders van het geschetste type worden beheerst door verscheidene mechanismen, met name verschillende vormen van absorptie en verstrooiing. Hierop zullen we niet nader ingaan. We noemen echter de vereisten van zeer zuiver glas en van perfektie bij het maken van fibers uit de uitgangsglazen (Maurer, 1973). In het interessante golflengte gebied van 0.8-0.9 μm kunnen dan verliezen van minder dan 10 dB/km worden gerealiseerd. Zelfs minder dan 4 dB/km is reeds gerapporteerd (Keck, 1973).

Figuur 3 toont een schets van een mogelijke fiber kabel in doorsnede. Behalve de

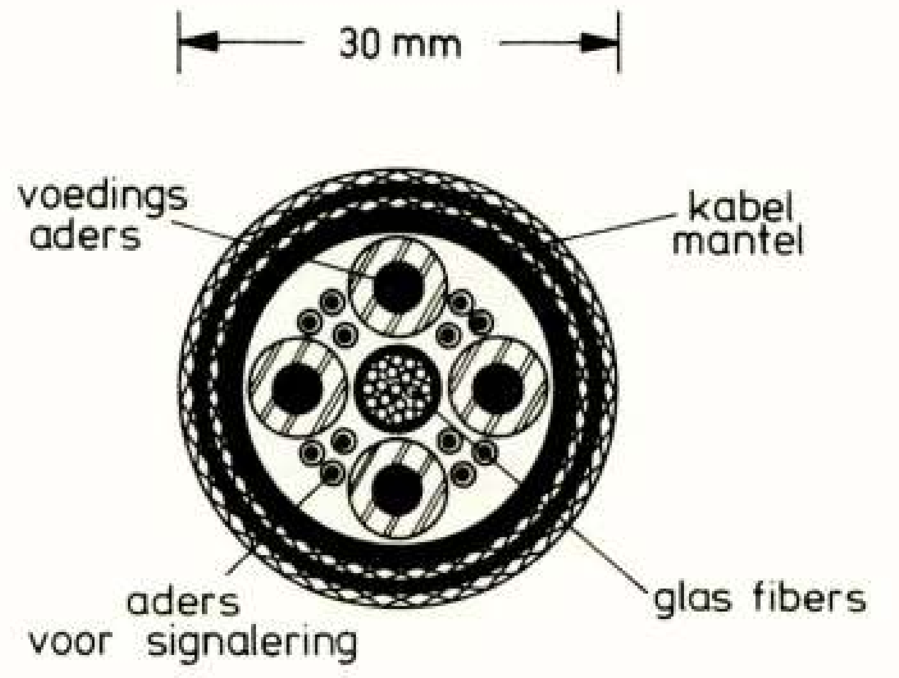


Fig. 3. Schets van een mogelijke fiber kabel in doorsnede.

eigenlijke fiberbundel in het midden, zijn enkele voedings- en signaleringsaders opgenomen. Het geheel is omgeven door een kabelmantel, waarin tevens de nodige pantsering is verwerkt. De hier gegeven schets is niet bedoeld als een uiteindelijke kabelkonstructie, maar meer als hulpmiddel ter gedachte-oriëntatie. Zo is het duidelijk dat de telecommunicatie kabel meer omvat dan slechts de bundel glasfibers. Massa en volume van de kabel worden in feite bepaald door de beschermende mantel en door de benodigde voedings- en signaleringsaders. Daarin ligt de, misschien meest essentiële, eigenschap van de glasfiber kabel besloten, en wel dat grote aantallen fibers, bijvoorbeeld 100, in dezelfde kabel kunnen worden opgenomen zonder invloed van betekenis op massa, volume, of mechanische eigenschappen van de kabel. Is het glas goedkoop, dan zal bovendien de prijs van de kabel slechts in geringe mate worden bepaald door het aantal glasfibers. Stellen we ons voor een kabel met de capaciteit van honderd 2.6/9.5 mm coaxpijpen voor de prijs en met de verlegbaarheid van een 1-pijps coaxiale kabel! Een te leggen kabel kan dan ook worden ontworpen voor de op de betreffende route in de toekomst te verwachten verkeersgroei, zonder dat daarvoor

een hoge initiële investering nodig is. Omgekeerd toont de schets van Fig. 3 ook een belangrijke "tekortkoming" van de glasfiber: zij kan niet, zoals de coaxiale pijp, worden gebruikt voor het transport van voor repeaters benodigde elektrische energie. Er moeten dus aparte voedingsaders worden meegevoerd.

GLASFIBER TYPES EN PROPAGATIE EIGENSCHAPPEN

a. Golf-propagatie

Wij willen nu wat nader ingaan op de aard en de propagatie eigenschappen van glasfiber golfgeleiders. De mogelijke toepassing als kabelmedium voor optische transmissie van informatie werd reeds enkele jaren geleden aangegeven door Kao (1966). Niet elke glasfiber heeft recht op het predikaat optische golfgeleider, en onder de golfgeleiders zijn nog verschillende types, met essentieel verschillende propagatie eigenschappen, te onderkennen. We denken hier aan gangbare termen als "monomode", "multimode" en "zelf-focusserende" glasfibers.

De praktisch interessante glasfiber golfgeleiders hebben een ronde doorsnede en een radiaal symmetrisch brekingsindex profiel. De golfgeleidende eigenschappen worden verkregen door de brekingsindex vanaf het midden naar buiten toe te laten afnemen. Zoals we zullen zien blijft het licht dan, door totale inwendige reflektie, als het ware gevangen in de fiber. De afname van de brekingsindex kan daarbij stapsgewijs zijn, zoals in de "kern/mantel" configuratie, of geleidelijk, zoals in de "gegradeerde-index" configuratie. Dit is geïllustreerd in Fig. 4. Totale brekingsindex verschillen waar het om gaat zijn van orde van 1%.

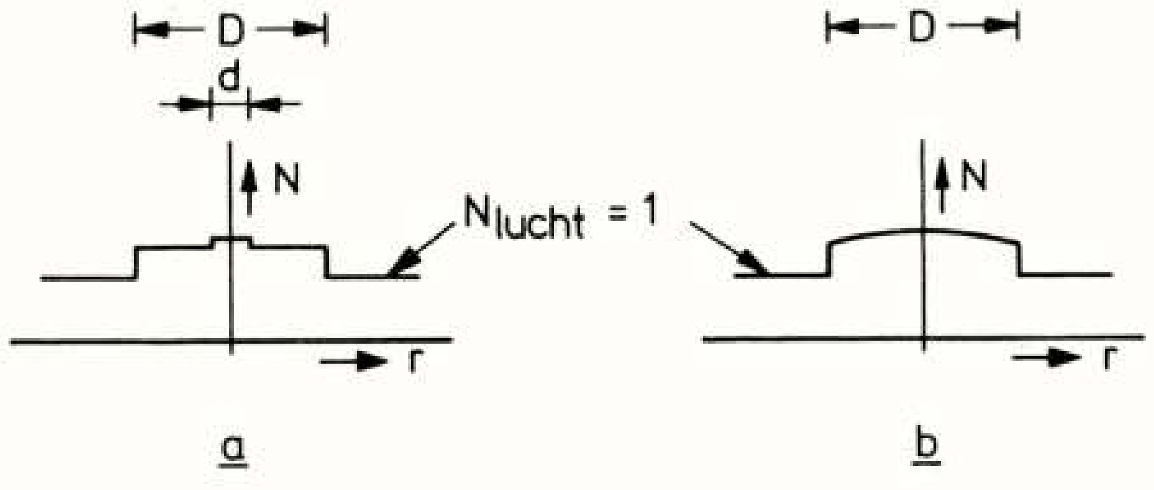


Fig. 4. Brekingsindex profielen in glasfiber golfgeleiders.
(a) Kern/mantel configuratie;
(b) Gegradeerde-index configuratie.

Figuur 5 toont de kern/mantel configuratie in langsdoorsnede. Voor het gemak kunnen we vooreerst denken aan een planaire struktuur, die zich loodrecht op het papier in beide

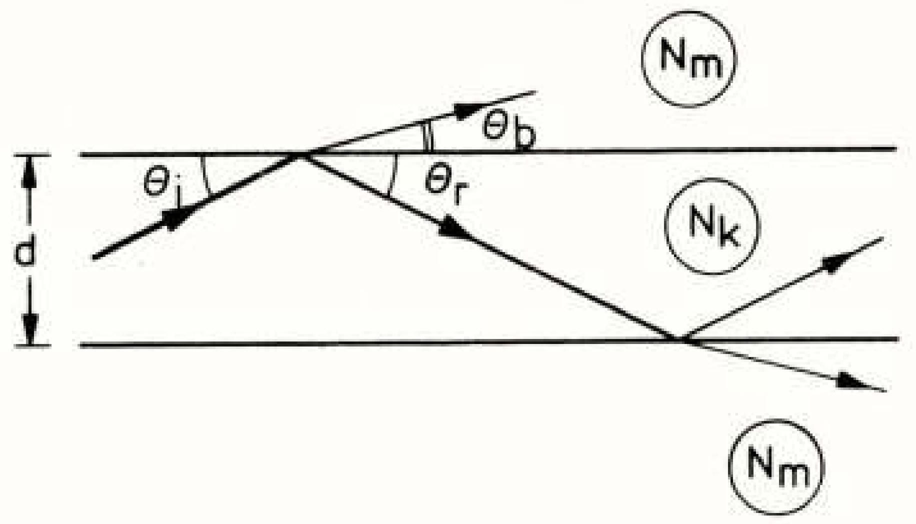


Fig. 5. Kern/mantel configuratie in langsdoorsnede, met schematische aanduiding van breking en reflektie van een op het grensvlak tussen kern- en mantelmedia invallende golf.

richtingen onbegrensd uitstrekt. Stellen we ons voor dat een vlakke elektromagnetische golf onder een hoek θ_i invalt op het grensvlak tussen de kern- en mantelmedia met brekingsindices n_k en n_m. Zoals bekend krijgen we dan in principe een in het kernmedium gereflekteerde golf en in het mantelmedium een gebroken golf. De relaties tussen invallende, gereflekteerde en gebroken golf worden beheerst door de brekingswetten van Snellius: de respektieve golfvektoren liggen in één vlak, de hoek van reflektie θ_r is gelijk aan de hoek van inval θ_i, en de hoek van breking wordt bepaald door de relatie

$$n_k \cos \theta_i = n_m \cos \theta_b. \quad (1)$$

De relaties tussen de hoeken θ_i, θ_r en θ_b volgen uit de eis dat de faseprogressie langs weerszijden van het grensvlak gelijk moet zijn. De gereflekteerde golf ondergaat bij het bereiken van het andere grensvlak opnieuw breking en reflektie, enz. Is nu $n_k > n_m$, en laten we de hoek van inval θ_i voortdurend kleiner worden, dan zal bij een zekere grenshoek θ_g, gegeven door

$$\cos \theta_g = n_m/n_k, \quad (2)$$

de hoek van breking gelijk nul worden. Als voorbeeld, bij $n_m/n_k = 0.99$ bedraagt θ_g ca 8°. De gebroken golf plant zich dan parallel aan het grensvlak voort, en er vindt geen energie overdracht over het grensvlak meer plaats. De

energie in de invallende golf wordt aan het grensvlak volledig gereflekteerd en we spreken van totale inwendige reflektie. Voor invalshoeken kleiner dan de grenshoek θ_g blijft de voortplantingsrichting van de gebroken "golf" parallel aan het grensvlak, met dien verstande dat het veld met toenemende afstand vanaf het grensvlak exponentieel afvalt. De totale reflektie van de invallende golf blijft gehandhaafd.

De lichtgeleiding in de glasfiber golfgeleider kunnen we ons nu voorstellen als een herhaalde totale inwendige reflektie aan de twee parallele grensvlakken. Zolang de hoek van inval op het grensvlak kleiner blijft dan de grenshoek θ_g, wordt daardoor tevens geleiding in bochten mogelijk.

Het beschreven principe van lichtgeleiding door herhaalde totale inwendige reflektie vereist niet dat de overgang tussen kern en mantel abrupt is. Hetzelfde effekt kunnen we bereiken met een geleidelijke overgang, zoals in de "gegradeerde-index" fiber. Breking en reflektie worden dan kontinu, en de afstand tot de as waarbij totale inwendige reflektie optreedt wordt afhankelijk van de hoek die de golf ter plaatse van de as met de axiale richting maakt. Hoe groter die hoek, hoe verder van de as totale reflektie optreedt. Wederom geldt daarbij een zekere grenshoek, die afhangt van de diameter waarover en het totale brekingsindex verschil waarmee het kontinue brekingsindex profiel wordt gerealiseerd.

De zojuist beschreven wijze van golfvoortplanting door herhaalde totale inwendige reflektie is slechts dan in zichzelf consistent als steeds twee gelijke "invallende" en "gereflekteerde" golven aanwezig zijn. Deze met elkaar interfererende golven maken dus een gelijke, doch tegengestelde hoek met de axiale richting. Dit is geschetst in Fig. 6a en 6b, voor respektievelijk de kern/mantel en de gegradeerde-index configuratie.

Er is, in dwarsrichting, geen energie transport naar buiten. De twee interfererende golven moeten zich dus over elke dwarsdoorsnede samenstellen tot een staande golf. Daarvoor nu bestaan slechts discrete mogelijkheden, corresponderend met discrete waarden van de invalshoek θ_i (resp. hoek ter plaatse van de as bij gegradeerde index). Bij dergelijke staande golven gaat het er in principe om hoeveel keer de halve golfperiode

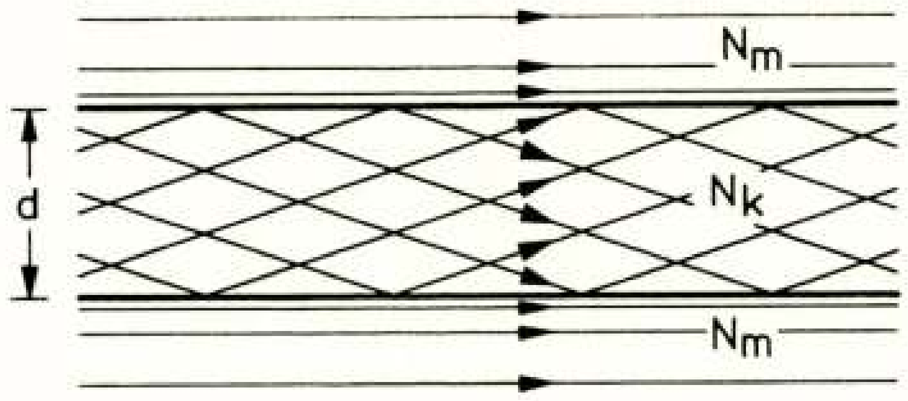


Fig. 6a. Golfgeleiding door herhaalde totale inwendige reflektie in de kern/mantel configuratie, met steeds twee gelijke "invallende" en "gereflekteerde" golven.

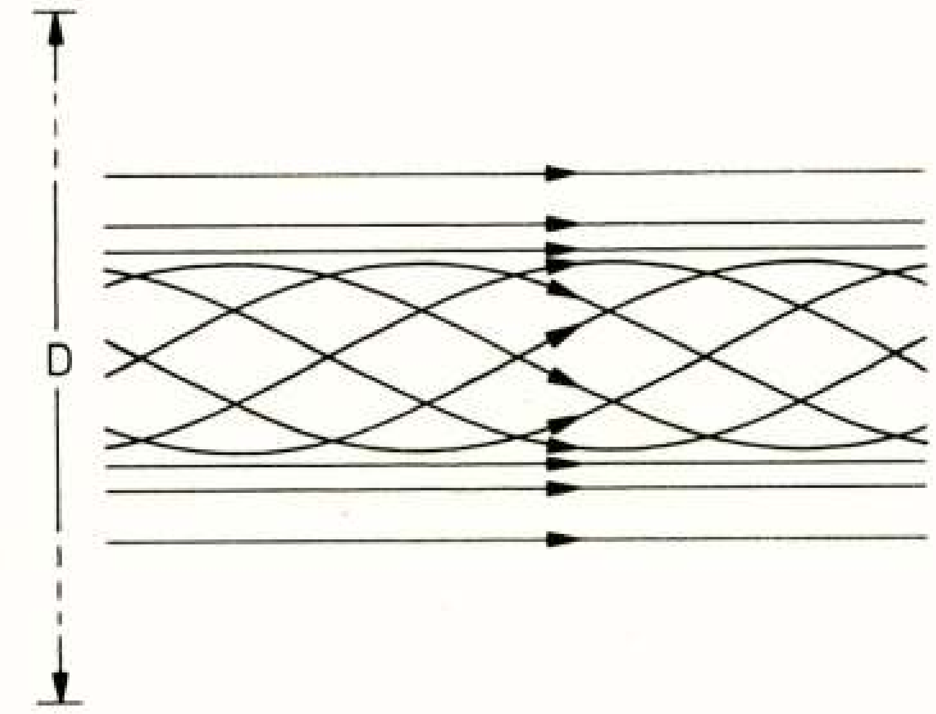


Fig. 6b. Golfgeleiding door herhaalde totale inwendige reflektie in de gegradeerde-index configuratie.

is begrepen in de afmeting van de struktuur. Kijken we weer naar de kern/mantel configuratie, dan gaat het er dus om hoeveel keer de transversale halve golfperiode, $(\lambda_k/\sin\theta_i)/2$, is begrepen in de kerndiameter d. Daarbij is λ_k de golflengte van de vrije golf in een medium met brekingsindex n_k, dus $\lambda_k = \lambda_{vacuum}/n_k$. Elk van de discrete, in zichzelf consistente voortplantingsvormen heet een modus, ook wel "mode" van voortplanting.

Slechts hoeken θ_i kleiner dan de grenshoek θ_g leiden tot geleide golven. Het aantal modi, bij gegeven diameter d en golflengte λ_k, wordt dus kennelijk bepaald door de waarde van $\sin\theta_g = [1-n_m^2/n_k^2]^{1/2}$. Zo is in de ronde struktuur slechts één voortplantingsmode mogelijk zolang

$$\frac{d}{\lambda_k} < \frac{2.405}{2\pi} \Big/ \sqrt{1 - n_m^2/n_k^2} \quad . \qquad (3)$$

De vormfaktor $2.405/\pi$ heeft daarbij te maken met het eerste nulpunt van de nulde-orde Besselfunktie. Afgezien van de voor de betreffende mode twee mogelijke, onderling loodrechte, polarisatierichtingen kunnen we dan,

bij de gegeven golflengte, spreken van een monomode golfgeleider. Voor grotere waarden van d/λ_k bestaan meerdere voortplantingsmodi; de term multimode fiber wordt daarbij in de praktijk vaak slechts gebruikt als er een groot aantal (bijv. > 100) modi mogelijk is. Tevens wordt, wanneer van "multimode" fiber wordt gesproken, daarbij vaak stilzwijgend een kern/mantel struktuur bedoeld. Met betrekking tot de ongelijkheid (3) mag als voorbeeld gelden dat, bij $\lambda_{vac} = 0.9\ \mu m$, $n_m/n_k = 0.99$ en $n_k \approx 1.5$, voor de monomode fiber een kerndiameter kleiner dan ca. 3 μm is vereist.

b. Signaal propagatie

Het onderscheid tussen monomode en multimode fibers is van belang in verband met de signaal overdrachtseigenschappen van de fiber. Daartoe bedenken we dat de groepsnelheid van verschillende modi verschillend is. Immers, de voortplantingsrichting van de tot een mode behorende interfererende golven maakt voortdurend een hoek Θ_i met de axiale richting; de groepsnelheid in axiale richting wordt dan ook bij benadering gegeven door

$$v_g = c_k \cos \Theta_i . \qquad (4)$$

Daarbij is c_k de lichtsnelheid in het vrije medium met brekingsindex n_k, dus $c_k = c_{vac}/n_k$. Is er slechts één mode, dan ook slechts één groepsnelheid. Zijn er meer modi, dan ook meerdere groepsnelheden, corresponderend met de bij de verschillende modi behorende waarden van Θ_i. Deze waarden kunnen liggen tussen nul en de grenshoek Θ_g. In het bijzonder wanneer het aantal modi groot is, liggen de respektieve groepsnelheden nagenoeg gelijkelijk verdeeld tussen c_k en $c_k \cos \Theta_g = (n_m/n_k)\ c_k$. Het percentuele verschil in de groepsnelheden is dan gelijk aan het percentuele verschil in de brekingsindices; dit laatste moet om goede geleiding in krommingen te waarborgen minstens van de orde van 1% zijn. We kunnen dus stellen dat

$$\frac{\Delta T}{T} \approx \frac{\Delta n}{n} , \qquad \text{(kern/mantel)} \qquad (5)$$

als T de totale groeplooptijd en ΔT het verschil in groeplooptijden over een gegeven fiberlengte voorstelt. Als voorbeeld: voor een lengte van 1 km en $n = 1.5$ is $T = 5000$ nsec, met $\Delta n/n \approx 0.01$ vinden we dan voor ΔT een waarde van 50 nsec. Zijn alle modi present, dan voert dit in principe tot een maximale bitsnelheid van 20 Mbit/s, waarbij dan de informatie symbolen volledig in elkaar overlopen.

De bedoelde begrenzing van de informatie bandbreedte in de multimode fiber door mode dispersie is duidelijk afwezig in de monomode fiber. Op het punt van mode dispersie biedt echter ook de zogeheten zelf-focusserende fiber interessante mogelijkheden. Deze fiber is ook een multimodale golfgeleider, echter met een gegradeerd index profiel. Door juiste keuze van het profiel, en wel nagenoeg parabolisch, worden dan de groepsnelheidsverschillen tussen de modi drastisch gereduceerd. Ook hier maken de tot een mode behorende interfererende golven ter plaatse van de as een per mode verschillende hoek met de axiale richting. Echter, naar buiten toe neemt de brekingsindex af en dus de snelheid toe. Hoe groter de aanvankelijke hoek met de axiale richting, hoe verder de golven zich van de as kunnen verwijderen voordat totale reflektie optreedt, en dus hoe groter de snelheidstoename. Bij (nagenoeg) parabolisch index profiel resulteert dan voor elke mode per saldo een gelijke axiale groepsnelheid, gelijk aan c_{vac}/n_0, waarbij n_0 de brekingsindex op de as. Dus een groepsnelheid alsof de aanvankelijke hoek met de axiale richting gelijk nul was en de brekingsindex gelijk die op de as. Voor een in dwarsrichting tweedimensionale struktuur is de situatie in werkelijkheid iets gekompliceerder, en kunnen de groepsnelheidsverschillen tussen al de mogelijke modi niet geheel tot nul worden gereduceerd. Zo wordt het voor de ronde struktuur optimale profiel gegeven door (Kawakami, 1968):

$$n^2(r) = n_o^2 \left\{ 1 - \left(\frac{r}{L} \right)^2 + \delta \left(\frac{r}{L} \right)^4 \right\} , \qquad (6)$$

waarbij δ tussen 2/3 en 1 moet liggen. Ongeacht de preciese keuze van δ blijven groepsnelheidsverschillen tussen modi bestaan, met een minimale waarde gegeven door de met vgl. (5) vergelijkbare uitdrukking

$$\frac{\Delta T}{T} \approx \left(\frac{\Delta n}{n}\right)^2 . \qquad \text{(gegradeerde index)} \qquad (7)$$

Daarbij is Δn het totale brekingsindex verschil over de bruikbare diameter van de fiber, terwijl is aangenomen dat bij de gegeven golflengte een groot aantal modi mogelijk is. Voor een juist vergelijk met de kern/mantel multimode fiber moet nog in aanmerking worden genomen dat voor gelijke geleidingseigenschappen

in krommingen, de gegradeerde-index fiber een wat groter brekingsindex verschil behoeft. Een factor 1.5 moet daarvoor wel in aanmerking worden genomen. De resulterende groeplooptijd verschillen bedragen dan ca. 1 nsec/km. De benaming zelf-focusserend voor het hier beschreven fibertype komt daaruit voort dat een gegeven intensiteitsverdeling over de dwarsdoorsnede van de fiber telkens na een afstand L (met een inversie t.o.v. de as) weer tot focus komt.

Behalve de begrenzing van de informatie bandbreedte door eventuele mode dispersie, bestaat nog een andere bandbreedte begrenzing, veroorzaakt door groeplooptijd verschillen over de in beslag genomen optische bandbreedte. Dit effekt kunnen we aanduiden als chromatische of kleur dispersie. Dit heeft een principiële oorzaak in het hoogdoorlaat karakter van de golfgeleider modi; voor alle praktische situaties, echter, wordt de kleur dispersie beheerst (overheerst) door verandering van de brekingsindex van het glas met de golflengte.

Hierbij moeten we direkt opmerken dat bij de voorgestelde vorm van optische transmissie de in beslag genomen optische bandbreedte veel groter is dan de eigenlijke informatie bandbreedte. Zo bestaat het spektrum van de GaAs laser uit een aantal lijnen met een totale golflengtespreiding van bijv. 2 nm, ofwel een frekwentiespreiding van ca. 700 GHz bij de golflengte van 0.9 µm; voor de incoherente licht-emitterende diode is het spektrum kontinu, met een totale golflengtespreiding van bijv. 40 nm, ofwel 15000 GHz frekwentiespreiding bij $\lambda = 0.9$ µm. De resulterende groeplooptijd verschillen kunnen we uitdrukken als

$$\frac{\Delta T}{T} = \frac{1}{v_g} \frac{dv_g}{d\lambda} \Delta\lambda , \qquad (8)$$

waarin $\Delta\lambda$ dus de optische spektrale breedte van het gebruikte licht, uitgedrukt als golflengtespreiding, voorstelt.

Zoals gezegd wordt $(1/v_g)\, dv_g/d\lambda$ voornamelijk bepaald door verandering van de brekingsindex met de golflengte. Voor de meeste, voor fibers interessante, glazen bedragen de waarden voor $(1/n)\, dn/d\lambda$ bij golflengtes van 0.9 tot 0.8 µm ongeveer -10^{-5}/nm tot -1.5×10^{-5}/nm. Dit levert een corresponderende groepsnelheidsverandering van 1 à 1.5×10^{-5}/nm, ofwel waarden voor ΔT van ongeveer 0.06 nsec/km per nm spectrale breedte van de bron. Bij gebruik van de GaAs laser komen we zo op een waarde voor ΔT van 0.12 nsec/km; bij de licht-emitterende diode komen we op 2.4 nsec/km. Voor de zelf-focusserende fiber kunnen deze waarden eventueel wat hoger liggen, afhankelijk van de voor fabricage van het gegradeerde index profiel gebruikte glas samenstellingen (H. Kita, 1972).

c. Licht inkoppeling

Van belang zijn nog de parameters die de mogelijkheid van inkoppelen van licht in de fiber bepalen. Dit zijn met name de kern diameter en de acceptatie hoek, die tezamen de helderheid van de lichtbron vastleggen die benodigd is om een gegeven hoeveelheid licht in de fiber te krijgen. De acceptatie hoek wordt bepaald door de maximaal toelaatbare hoek met de as in de fiber, dus door de grenshoek θ_g. Met $\cos\theta_g = n_m/n_k$ laat zich dan met de brekingswetten gemakkelijk afleiden, dat komende vanuit lucht de maximale hoek met de as, θ_A, gegeven wordt door $\sin\theta_A = [n_k^2 - n_m^2]^{1/2}$. (Voor kleine Δn, bij benadering door $\sin\theta_A = (2n\cdot\Delta n)^{1/2}$.) Het getal $\sin\theta_A$ wordt ook aangeduid als de "numerieke apertuur", de eigenlijke totale acceptatiehoek is gelijk aan $2\theta_A$. Als voorbeeld, met $n = 1.5$ en $\Delta n/n = 0.01$ vinden we een numerieke apertuur van 0.21, corresponderend met een totale acceptatiehoek van ca. 24°. Voor zowel de multimode fiber als de zelf-focusserende fiber, met kerndiameters in de orde van 50 µm, is de genoemde acceptatiehoek voldoende om zowel bij gebruik van de GaAs laser als bij de incoherente licht-emitterende diode het grootste deel van het beschikbare licht in te vangen. Voor de monomode fiber, met een kerndiameter in de orde van 3 µm, daarentegen is de helderheid van de incoherente licht-emitterende diode onvoldoende om een bruikbare hoeveelheid licht in de fiber te krijgen, terwijl bij gebruik van de laser eisen moeten worden gesteld ten aanzien van de in de laser tril"holte" toelaatbare modi.

Het verbinden van twee fibers onderling, tenslotte, zal naar het zich laat aanzien niet geheel zonder verliezen blijven. Dit houdt verband met de vereiste positionerings nauwkeurigheid van fiberkernen en -assen ten opzichte van elkaar. Voorshands doen we er goed aan te rekenen met koppelverliezen van 0.5 dB, zelfs 0.7 dB in het geval van monomode fibers.

ENKELE SYSTEEM ASPECTEN

Tot slot willen wij de in het voorgaande beschreven fiber eigenschappen meer expliciet in systeemverband plaatsen, waarbij we met name willen letten op aspecten van transmissie capaciteit. We bekijken daartoe het geval van binaire digitale transmissie, voor de verschillende kombinaties van lichtbron (injectie laser diode, licht-emitterende diode), glasfiber golfgeleider (monomode, multimode, zelf-focusserend) en licht detektor (avalanche fotodiode). Inzicht in transmissie capaciteit verkrijgen we door berekening van de met een dergelijke kombinatie overbrugbare afstand als funktie van de bitsnelheid.

De bepalende parameters zijn die welke de informatie bandbreedte en die welke het optische vermogensniveau begrenzen. Voor wat betreft de informatie bandbreedte zijn dat: mode dispersie en kleur dispersie in de glasfiber, en maximale modulatie en detektie snelheden. Voor wat betreft het optische vermogensniveau zijn de bepalende parameters: beschikbaar zendvermogen, vereist ontvangvermogen, demping in de glasfiber, demping in fiber-fiber verbindingen tussen kabelsecties, en een marge voor reparatie van toevallige kabelbreuken gedurende de levensduur van het systeem. De verschillende bandbreedte begrenzingen zijn opgesomd in TABEL I. De gegeven getallen voor mode dispersie en kleur dispersie kunnen worden opgevat als breedte van de impuls respons, modulatie en detektie snelheid als kortste pulsduur na modulatie resp. detektie. De kortste overall pulsduur, τ, kan worden gesteld op

$$\tau = \sqrt{\tau_m^2 + \tau_d^2 + \tau_{cd}^2 + \tau_{md}^2} . \qquad (9)$$

Deze wijze van optellen van de verschillende bandbreedte parameters onderstelt Gaussische pulsvormen, wat natuurlijk slechts kan gelden als benadering. De maximale bitsnelheid volgt als $1/\tau$.

Enkele gegevens met betrekking tot het optische vermogensniveau zijn opgesomd in TABEL II, waarbij t.a.v. het beschikbare zendvermogen tevens de aankoppelproblematiek is verdiskonteerd. Bij de detektie gaat het om de totale optische energie per puls. Met betrekking tot beschikbaar vermogensniveau moet dus het oppervlak onder de puls verdiskonteerd worden. Daartoe moeten we op het

mode dispersie, τ_{md}		
multimode fiber	50 nsec/km	(Δ n: 1%)
zelf-foc. fiber	0.98 nsec/km	(Δ n: 1.4%)
monomode fiber	0.00 nsec/km	
kleur dispersie, τ_{cd}		
multimode fiber	0.06 (nsec/km)/nm	
zelf-foc. fiber	0.10 (nsec/km)/nm	
monomode fiber	0.06 (nsec/km)/nm	
lijnbreedte bron, $\Delta\lambda$		
laser diode	2 nm	
licht-emitterende diode	40 nm	
modulatie snelheid, τ_m		
laser diode	0.6 nsec	
licht-emitterende diode	1 nsec	
detektie snelheid, τ_d		
avalanche fotodiode	0.4 nsec	

Tabel I. Bandbreedte begrenzingen bij glasfiber optische-kabel transmissie.

zendvermogen (beschikbaar in uitgangsfiber)	
multimode fiber + led	1 mW
zelf-foc. fiber + led	1 mW
multimode fiber + laser	100 mW
zelf-foc. fiber + laser	100 mW
monomode fiber + laser	20 mW
ontvangvermogen (vereist in ingangsfiber) voor foutkans 10^{-10}	
avalanche fotodiode	3×10^{-15} Wsec/puls
door donkerstroom bepaald minimum vermogen	0.02 μW

Tabel II. Optische vermogensniveaus bij glasfiber kabel transmissie.

beschikbare zendvermogen nog een reduktiefaktor toepassen, die bij benadering wordt gegeven door $(T_b - \tau + \tau_m/2)/T_b$, waarin T_b het symbool interval is. Voor het verlies in fiber-fiber verbindingen rekenen we 0.5 dB voor een verbinding tussen multimode of zelf-focusserende fibers, en 0.7 dB bij monomode fibers. De zender zal een uitgangsfiber hebben van hetzelfde type als dat in de kabel, dus daar een koppelverlies van 0.5 of van 0.7 dB. De ingangsfiber van de ontvanger kan steeds van het multimode of zelf-focusserende type zijn, zodat we hier het koppelverlies steeds op 0.5 dB stellen. De kabel zal worden gelegd in secties van beperkte lengte; die lengte zullen we stellen op 700 m. Voor reparatie van een kabelbreuk stellen we dat dit het tussenschakelen van een stuk fiber vereist, dus 2 fiber-fiber verbindingen per te repareren breuk. We zullen rekenen met 2 kabelbreuken per km over een levensduur van 30 jaar; dit getal mag gelden als een statistisch gemiddelde voor het interlokale net en kan voor sterk verstedelijkte gebieden in werkelijkheid wat hoger liggen.

Berekenen we nu met voorgaande en als redelijke veronderstellingen bedoelde gegevens de maximaal overbrugbare afstand als funktie van de bitsnelheid, dan vinden we resultaten zoals weergegeven in Fig. 7. Daarin is een voor alle fibers gelijke demping van 10 dB/km verondersteld. De vorm van de krommes wordt, gaande van lage naar hoge bitsnelheden, in principe bepaald door, achtereenvolgens, het door donkerstroom in de detektor bepaalde minimum ontvangvermogen, het daarna met 3 dB/oktaaf toenemende vereiste ontvangvermogen, pulsdispersie in de fiber, en maximale modulatie en detektie snelheid. We willen op dit punt nog eens expliciet noemen dat de demping in de fiber, in tegenstelling tot het gedrag van conventionele kabels, niet afhangt van de signaalfrekwentie.

De verschillen in transmissie capaciteit voor de verschillende fiber/bron kombinaties worden duidelijker geïllustreerd door het produkt van afstand en bitsnelheid. Immers, dit produkt is een maat voor repeaterkosten per eenheid van afstand en per eenheid van bitsnelheid, zoals dit met name een rol speelt bij het voorzien in grote verkeerscapaciteiten over lange afstanden. Figuur 8 toont het genoemde produkt, wederom met een voor alle fibers gelijk veronderstelde demping van 10 dB/km. Het vereiste aantal repeaters per eenheid van afstand en per eenheid van bitsnelheid is juist het omgekeerde van het hier gegeven produkt. De uit Fig. 8 naar voren tredende grote verschillen in de met de verschillende fiber/bron kombinaties haalbare transmissie capaciteit komen vooral voort uit de verschillen in pulsdispersie in de fiber.

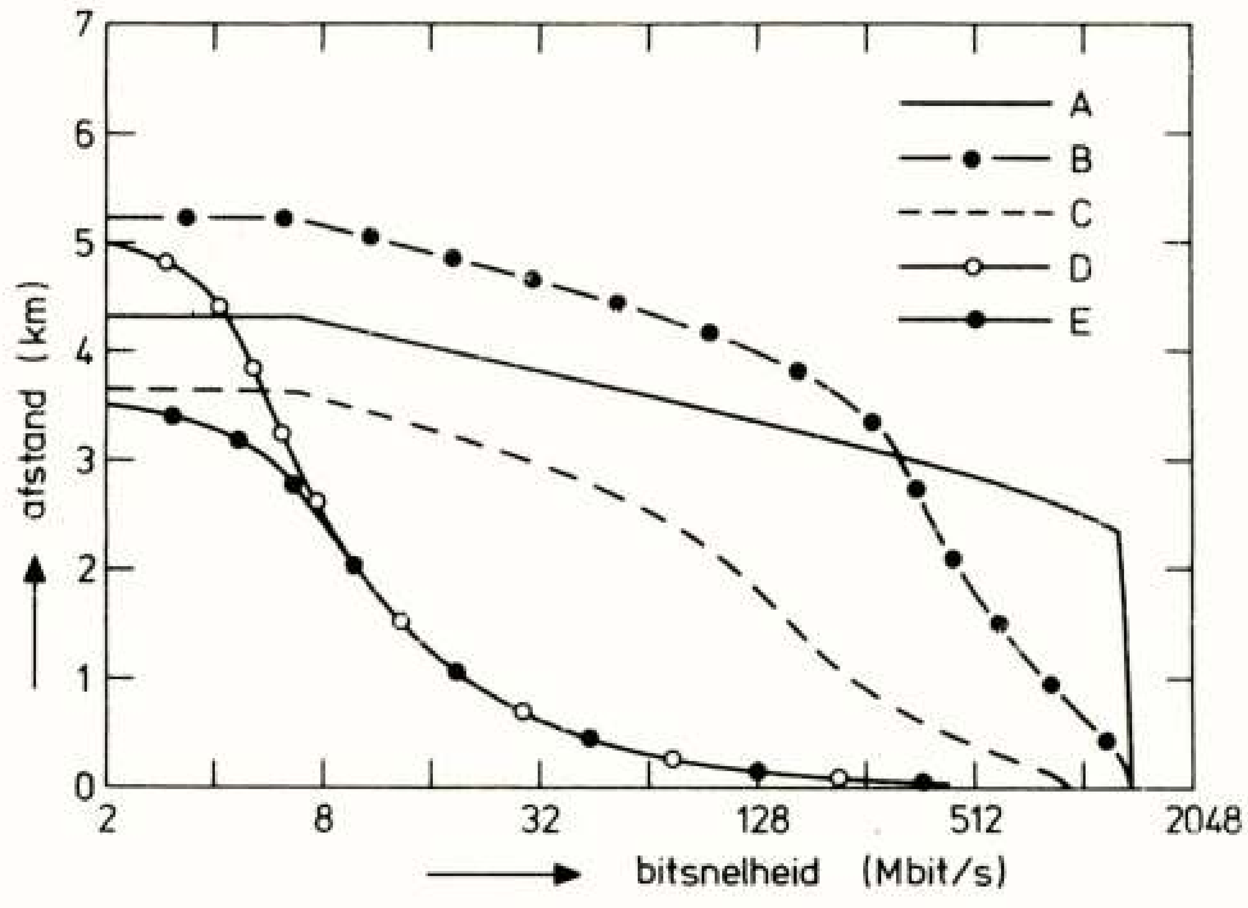


Fig. 7. Overbrugbare afstand als funktie van de bitsnelheid. Fiberdemping 10 dB/km. Aanduiding systeem kombinaties:

A — monomode fiber + laser;
B — zelf-foc. fiber + laser;
C — zelf-foc. fiber + l.e.d.;
D — multimode fiber + laser;
E — multimode fiber + l.e.d.

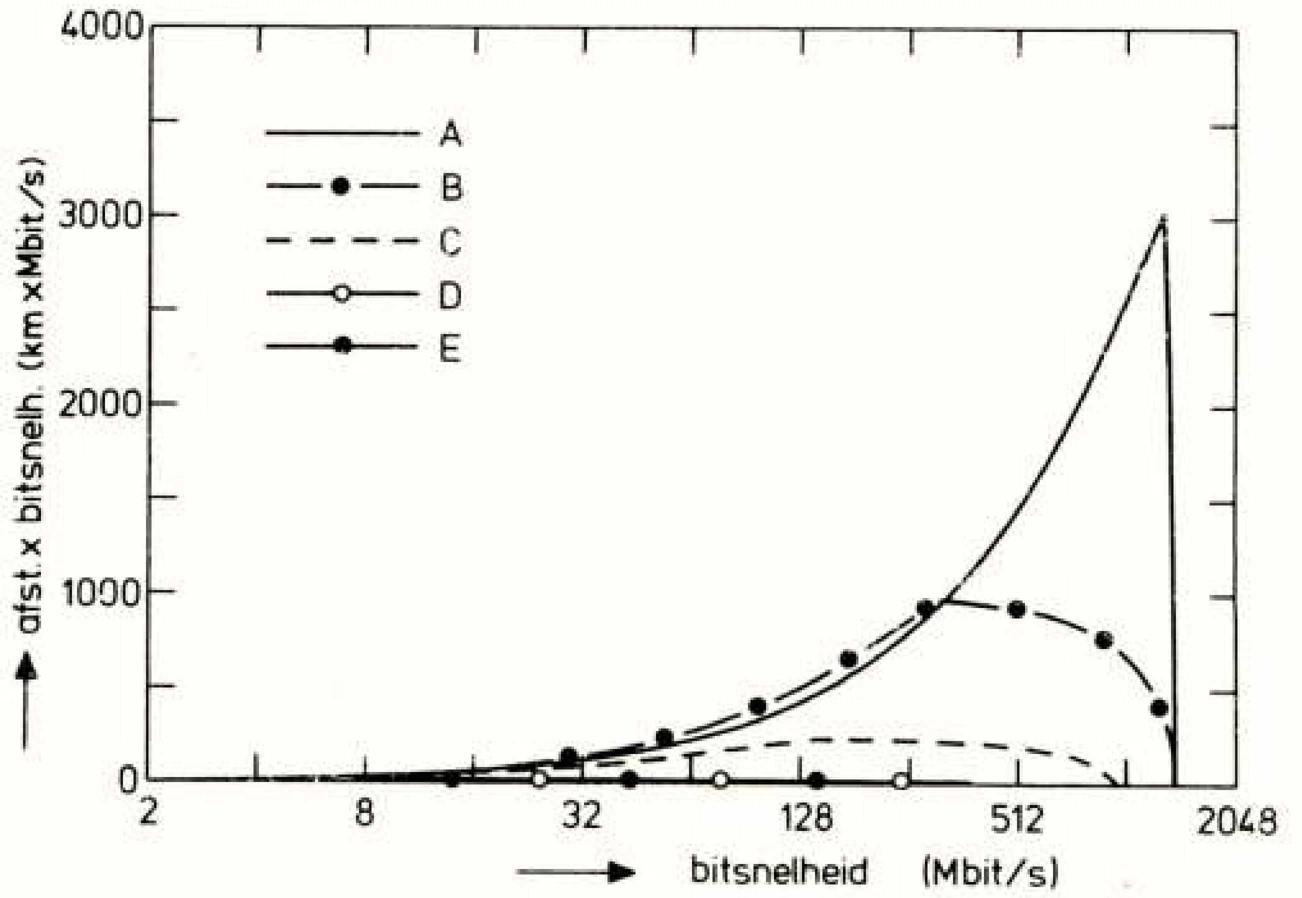


Fig. 8. Produkt van overbrugbare afstand en bitsnelheid als funktie van de bitsnelheid. Fiberdemping 10 dB/km. Systeemaanduiding als in Fig. 7.

Daarmee hangt ook samen dat bij ieder systeem een andere optimale bitsnelheid behoort. Deze optimale bitsnelheid is, ruwweg, die waarbij de overbrugbare afstand beperkt gaat worden door de bandbreedte begrenzingen in het systeem in plaats van door het optische vermogensniveau.

In Fig. 9 is nog expliciet aangegeven het aantal (enkele-fiber) repeaters per km en per 100 Mbit/s. De schaal loopt slechts tot 1 repeater per km en per 100 Mbit/s, daar voor grotere repeater aantallen optische transmissie niet direkt concurrerend zal zijn met conventionele transmissie vormen. Als

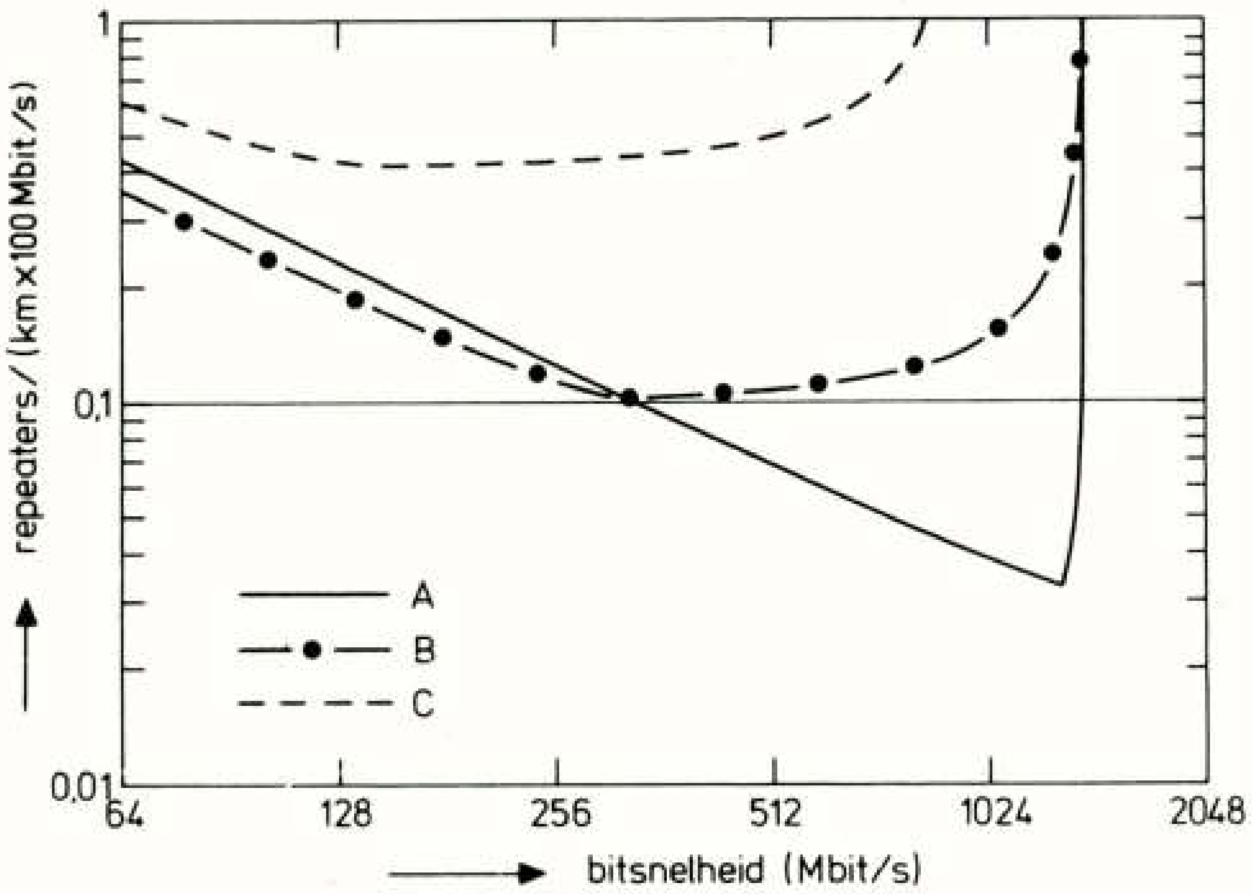


Fig. 9. Benodigde aantal enkele-fiber repeaters per km en per 100 Mbit/s als funktie van de bitsnelheid. Fiberdemping 10 dB/km. Systeemaanduiding als in Fig. 7.

vergelijking diene dat coaxiale transmissie over 2.6/9.5 mm pijp bij 500 Mbit/s een minimaal vereist repeatertal van ca. 0.1 per km en per 100 Mbit/s zou opleveren. We zien uit Fig. 9 dat voor hoge-capaciteits transmissie op de lange afstand slechts de kombinaties van zelf-focusserende fiber+laser en monomode fiber+laser in aanmerking komen; de beste keus zou die van monomode fiber+laser zijn.

In Fig. 10 is uitgezet het minimum repeatertal voor de kombinaties van zelf-focusserende fiber+laser en monomode fiber+laser als funktie van de fiber demping. Frappant is dat bij de kombinatie van zelf-focusserende fiber+laser een fiberdemping beneden ongeveer 20 dB/km geen winst oplevert. De oorzaak is dat de bandbreedte begrensd wordt door pulsdispersie in de fiber. Wat kan worden gewonnen in afstand, door kleinere fiberdemping,

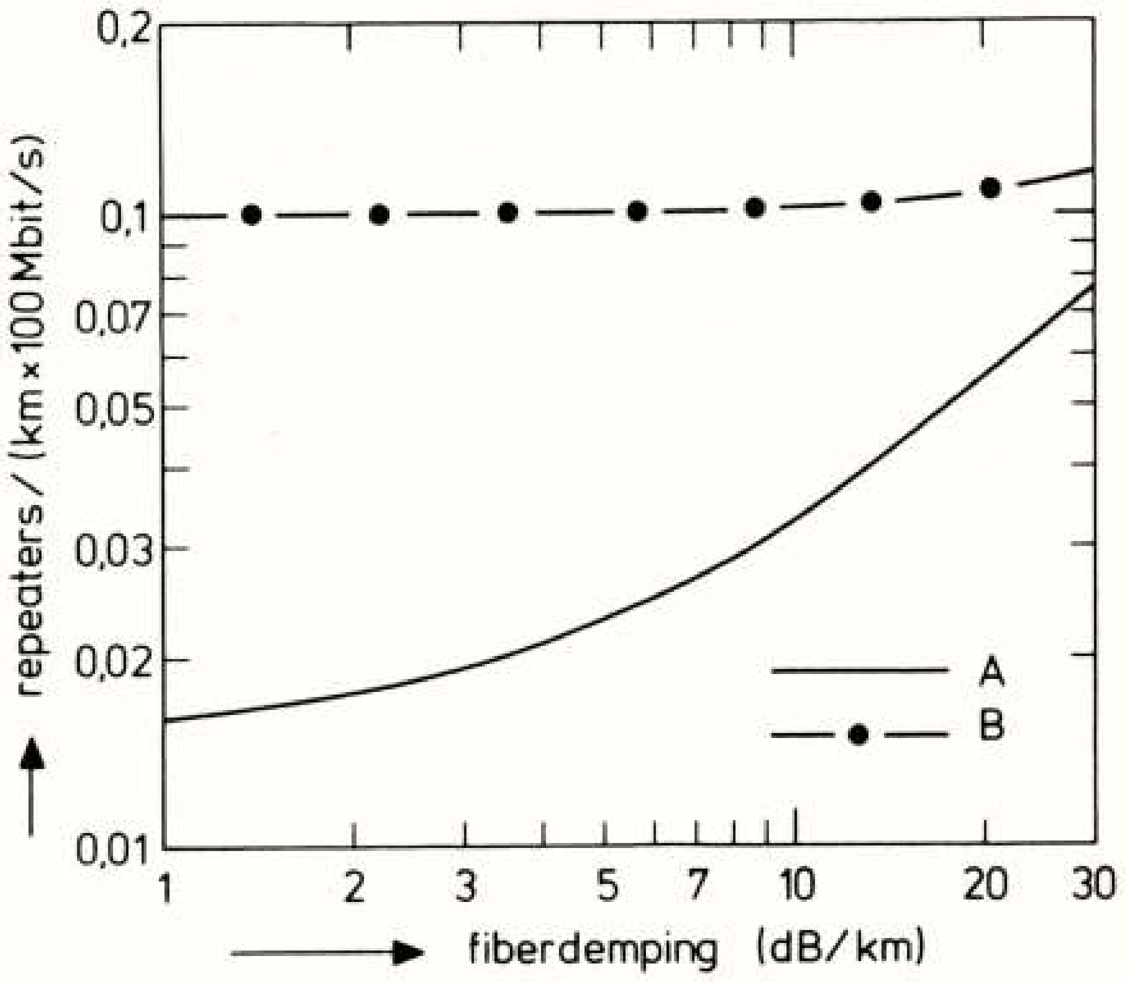


Fig. 10. Benodigde aantal enkele-fiber repeaters per km en per 100 Mbit/s als funktie van de fiberdemping, bij de voor de betreffende fiber-bron kombinatie optimale bitsnelheid. Systeemaanduiding als in Fig. 7.

gaat dan weer verloren door vermindering in bandbreedte.

Moet worden voorzien in een grote transmissie capaciteit op de lange afstand, dan zal men, omwille van minimale transmissie kosten, inderdaad de bitsnelheid bij voorkeur optimaal voor het betreffende fiber systeem kiezen. Derhalve, zoals in het voorgaande gedaan, de verschillende fiber systemen vergelijken bij hun respektieve optimale bitsnelheden. Bij transmissie op de middellange afstand kunnen de verhoudingen evenwel anders liggen. We krijgen dan veel meer te maken met de problematiek van optimale netstruktuur (toenemende vermazing van het net tegenover toenemende bundeling van de transmissie op hoofdroutes), zodat het nog de vraag is of op deze afstanden transmissie capaciteiten equivalent met tienduizenden telefoniecircuits direkt nodig zullen zijn. Ook spelen de kosten van eindapparatuur bij transmissie op de middellange afstand een grotere rol dan bij transmissie op de lange afstand. In ieder geval kunnen gewenste bitsnelheden hier aanzienlijk lager liggen dan we in het voorgaande hebben ondersteld. Het lijkt dan nuttig om de verschillende fibersystemen ook een keer te vergelijken bij zo'n lagere, en dan voor alle systemen gelijke, bitsnelheid. Het gaat dan dus eenvoudig om de maximale repeater afstand bij de gegeven bitsnelheid.

Als voorbeeld kijken we naar maximale repeater afstanden bij 34 Mbit/s. Uit Fig. 7, voor fiberdemping van 10 dB/km, zien we meteen dat we dan niet zullen kiezen voor de kombinatie monomode fiber+laser. De kombinatie zelf-focusserende fiber+laser levert de grootste repeater afstand (ca. 5 km bij fiberdemping van 10 dB/km); dit komt door de betere inkoppel en fiberverbindingsmogelijkheden. In Fig. 11 is tenslotte nog de maximale repeater afstand bij 34 Mbit/s weergegeven als funktie van de fiberdemping. Vanwege de misschien eenvoudigere realiseerbaarheid is daarbij, naast de kombinatie van zelf-focusserende fiber+laser, ook de kombinatie van zelf-focusserende fiber+licht-emitterende diode bekeken. Als vergelijk moge dienen dat transmissie van 34 Mbit/s over zogenaamde microcoaxiaal (0.65/2.8 mm) kabel repeater afstanden van ca. 2 km zou opleveren.

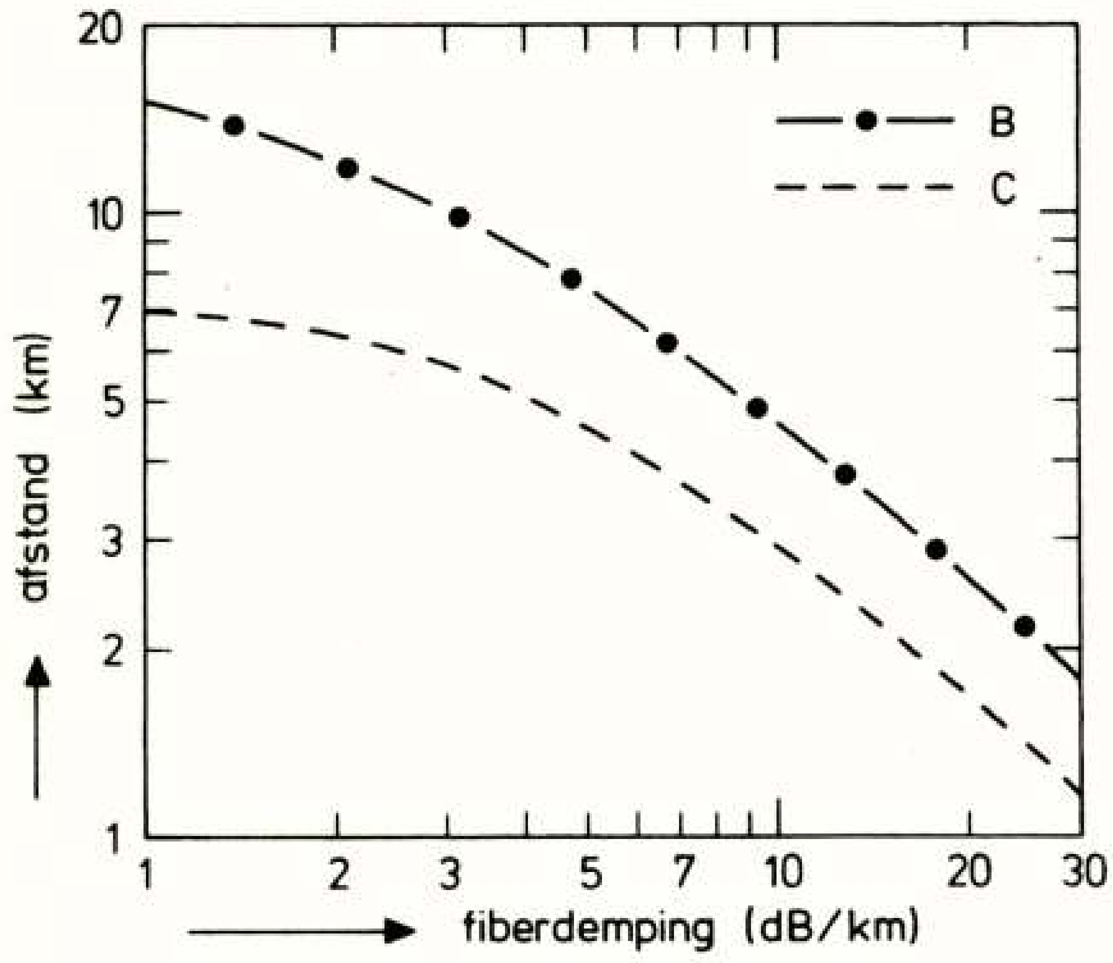


Fig. 11. De bij 34 Mbit/s overbrugbare afstand als funktie van de fiberdemping. Systeemaanduiding als in Fig. 7.

LITERATUUR

K.C. Kao en G.A. Hockham, Proc. IEE, vol. 113, pp. 1151-1158 (1966).

S. Kawakami en J. Nishizawa, IEEE Trans. Microwave Theory and Techniques, vol. MTT-16, pp. 814-818 (1968).

D.B. Keck, R.D. Maurer en P.C. Schultz, Appl. Phys. Lett., vol. 22, pp. 307-309 (1973).

H. Kita, I. Kitano, T. Uchida en M. Furukawa, NEC Res. and Development, No. 25, pp. 21-30 (1972).

R.D. Maurer, Proc. IEEE, vol. 61, pp. 452-462 (1973).

Voordracht gehouden op 30 augustus 1972 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens werkvergadering no. 232.

ANWENDUNG DER GLASFASER IN EINEM BREITBANDNACHRICHTENSYSTEM FÜR EIN LOKALES NETZ

Dr.-Ing. K.D. Schenkel

AEG-Telefunken, Forschungsinstitut Ulm

Nach einem kurzen Überblick über die nachrichtentechnischen Eigenschaften der Glasfaser sowie der optischen Sender und Empfänger wird die Anwendung der Glasfaser als breitbandige Teilnehmerleitung und als Übertragungsmedium in einem neuartigen Vielfachzugriffsystem diskutiert. Dieses neue Verfahren und seine Möglichkeiten wird erläutert.

Die erheblichen Fortschritte, die in letzter Zeit auf dem Gebiet der Halbleiterlaser und der Glasfasern gelungen sind, berechtigen zu der Hoffnung, daß mit der optischen Nachrichtenübertragung über Glasfasern in Zukunft ein außerordentlich leistungsfähiger Breitbandkanal zur Verfügung steht. Es ist deshalb angebracht, sich über die Anwendung dieses neuartigen Übertragungsmittels in Nachrichtensystemen Gedanken zu machen.

GLASFASER

Im Gegensatz zur Gradientenfaser ist es bei der Kern-Mantel-Faser gelungen, Dämpfungen unter 5 dB/km zu erreichen. Dies gilt sowohl für die Monomode- als auch für die Multimode-Faser (Kaiser 1973, Maurer 1973) in dem Frequenzbereich, in dem Halbleiterlaser arbeiten.

Die Monomodefaser, mit einem Kerndurchmesser von wenigen µm je nach übertragener Lichtwellenlänge und Brechungsindizes von Kern und Mantel, überträgt nur einen einzigen Wellentyp, die HE_{11}-Welle. Die Gruppenlaufzeitänderung über der Frequenz ist so gering (Krumpholz 1971 a), daß über eine Monomodefaser theoretisch weit mehr als 10 Gbit/s übertragen werden können.

Anders verhält es sich mit der Multimodefaser, bei deren Kerndurchmesser von 50-100 µm stets mehrere Wellentypen, mit unterschiedlicher Ausbreitungsgeschwindigkeit, existenzfähig sind. Aufgrund geometrisch optischer Überlegungen ergibt sich eine Laufzeitdifferenz $\Delta\tau$ zwischen einem unter dem Winkel α zur Faserachse und einem achsparallel eingestrahlten Lichtstrahl infolge Mehrfachbrechung an der Grenzschicht zwischen Kern und Mantel

$$\Delta\tau = \frac{l \cdot n_1}{c} \left(\frac{1}{\cos\alpha} - 1\right), \quad \alpha < \arc\cos\frac{n_2}{n_1} \qquad (1)$$

worin l die Länge der Glasfaser sowie n_1 der Brechungsindex des Kerns und n_2 der des Mantels ist. Die maximal übertragbare Bitrate f_p ergibt sich näherungsweise durch die Bedingung, daß die Laufzeitdifferenz $\Delta\tau$ gleich dem Abstand zwischen der Rückflanke eines übertragenen Impulses und der Vorderflanke des nächsten übertragenen Impulses wird. Mit dem Verhältnis a von Impulsdauer zu Impulsabstand wird

$$f_p = \frac{c}{(1+a)\, l \cdot n_1 \left(\frac{1}{\cos\alpha} - 1\right)} \qquad (2)$$

Aus (2) geht hervor, daß die maximal übertragbare Bitrate unter 100 Mbit/s liegt, wenn die in die Faser einstrahlende Lichtquelle einen halben Öffnungswinkel $\alpha \geqq 5^0$ aufweist. Die Gradientenfaser, die ebenfalls eine Multimodefaser ist, erlaubt jedoch aufgrund ihrer besonderen Eigenschaften eine höhere Übertragungsrate als die Kern-Mantel-Multimodefaser.

LICHTQUELLE

Für die Übertragung hoher Bitraten eignen sich als Sender insbesondere Halbleiterlaser und Lumineszenzdioden. Beide können direkt, d. h. über den Diodenstrom, moduliert werden. Beim Halbleiterlaser sind auf diese Weise Impulsfolgen von 2,3 Gbit/s erreicht worden (Russer, 1973).

Halbleiterlaser emittieren derzeit eine Lichtleistung von etwa 10 mW. Der Lichtstrahl kann direkt in eine Monomode- oder Multimodefaser eingekoppelt werden. Wegen des im Vergleich zur abstrahlenden Fläche des Lasers geringen Kernquerschnitts der Monomodefaser ist hier der Einkoppelwirkungsgrad bei den heutigen Halbleiterlasern allerdings nicht sehr groß (~ 10%).

Erheblich besser sind die Verhältnisse bei der Multimodefaser. Die Lebensdauer des Lasers ist zur Zeit mit etwas über 3000 Stunden Dauerstrichbetrieb für nachrichtentechnische Zwecke noch nicht ausreichend. Es scheinen sich aber für die nahe Zukunft erhebliche Fortschritte anzubahnen (- , 1973).

Lumineszenzdioden zeigen keine Lebensdauerbeschränkungen bei Dauerstrichbetrieb. Dafür ist aber die verwertbare emittierte Lichtleistung wesentlich geringer. Wegen der Lambert'schen Abstrahlcharakteristik interessiert für die Nachrichtenübertragung nur der in den Faserkern eingekoppelte Teil. Für den Fall einer Multimodefaser mit 50 µm Kerndurchmesser ist dies eine Lichtleistung in der Größenordnung von 10 µW. Wird wegen der maximal zu übertragenden Bitrate nach (2) die Apertur begrenzt, wird entsprechend die in die Faser eingestrahlte Lichtleistung verringert. Nach (Dakin 1973) gilt folgende Näherungsformel für die Beziehung zwischen dem Einkoppelwirkungsgrad η und der maximalen Bitrate

$$\eta \cdot f_p = \frac{100}{l} \qquad (3)$$

worin η in Prozent, f_p in Mbit/s und l (=Länge der Faser) in km einzusetzen sind.

Sowohl beim Halbleiterlaser als auch bei der Lumineszenzdiode kann die Lichtintensität über den Diodenstrom digital oder analog moduliert werden. Wegen der nichtlinearen Kennlinie beider Bauelemente werden jedoch bei der analogen Signalübertragung Entzerrungsschaltungen notwendig, die bei einer digitalen Signalübertragung entfallen. In Verbindung mit Breitbandnachrichtensystemen hat man deshalb bisher vorwiegend eine digitale Übertragung ins Auge gefasst.

LICHTEMPFÄNGER

Für eine Signalfrequenz oberhalb 10 MHz eignen sich als Lichtempfänger nur Photomultiplier und Photodioden. Photodioden haben einen Quantenwirkungsgrad bis 100% (Photomultiplier ≈ 1%) und können ohne großen Aufwand Signale bis zu mehreren GHz auflösen.

Besonders günstig für höchste Frequenzen sind Mesa-Photodioden mit einer Quereinstrahlung des Lichts in die Sperrschicht (Krumpholz 1971). Dadurch, daß innerhalb der Diode der Lichtstrahl parallel zu den Grenzflächen in der Sperrschicht verläuft, wird einerseits der Quantenwirkungsgrad maximal groß und zum anderen die durch Laufzeiteffekte bedingten Signalverzerrungen minimal klein (Krumpholz 1971). Dieser Vorteil wirkt sich jedoch nur dann voll aus, wenn der Durchmesser des eingebrachten Lichtstrahls kleiner als die Sperrschichtdicke ist. Diese liegt, je nach Vorspannung, zwischen 10 und 20 µm. Mesaphotodioden in Verbindung mit Monomodefasern eignen sich daher für eine höchstfrequente Signalübertragung. Bei Multimodefasern mit ihrem größeren Kerndurchmesser eignet sich die Planarphotodiode besser, da hier durch die Einstrahlung senkrecht zur Sperrschicht eine sehr große Einstrahlfläche zur Verfügung steht. Die durch Ladungsträgerdiffusion bedingten Laufzeitverzerrungen fallen bei den auf Multimodefasern übertragenen Signalfrequenzen nicht sehr ins Gewicht.

Beide Photodiodentypen erlauben eine interne Verstärkung des Photostromes, wenn durch genügend hohe Feldstärke in der Sperrschicht ($> 2 \cdot 10^5$ V/cm) durch Stoßionisation eine Ladungsträgermultiplikation auftritt (Lawineneffekt). Allerdings verschlechtert sich die Linearität der Photodiode dadurch merklich.

ANWENDUNG DES OPTISCHEN ÜBERTRAGUNGSKANALS

Wegen seiner geringen und im gesamten Übertragungsbereich praktisch frequenzunabhängigen Dämpfung erschließt sich der Glasfaser in einem lokalen Netz ein interessantes Anwendungsgebiet.

Als breitbandige Teilnehmeranschlußleitung kann auf ihr beispielsweise ein Bildsignal von der Vermittlungsstelle zum Teilnehmer übertragen werden.

Im Falle der Multimodefaser mit Lumineszenzdiode und Planarphotodiode läßt sich eine hochwertige Bildübertragung (Bandbreite 5 MHz, Störabstand > 35 dB) auch unter der Annahme einer sehr geringen Faserdämpfung (a = 4 dB/km) nur über eine Entfernung von 0,75 km durchführen, wenn auf eine interne Verstärkung in der Diode mittels Lawineneffekt verzichtet wird. Läßt man eine interne Stromverstärkung v=100 zu - die Linearität der Diode verschlechtert sich dabei merklich - kann das Bildsignal ohne Zwischenverstärkung über mehr als 5 km übertragen werden.

Erheblich günstiger werden die Verhältnisse, sowohl was Leitungslänge als auch übertragbare Bandbreite anbetrifft, wenn Monomodefasern mit Halbleiterlasern und Mesaphotodioden verwendet werden. Dieselbe Bildübertragung ist mit v = 1 und a = 4 dB/km wegen der höheren

Sendeleistung und dem besseren Quantenwirkungsgrad der Empfangsdiode über eine Entfernung von 6,5 km bzw. über 10 km (v = 100) möglich.

Die Glasfaser dringt damit in einen Anwendungsbereich vor, der bisher nur durch das Koaxialkabel hätte bewältigt werden können.

Naheliegend ist es, auf einer breitbandigen Teilnehmerleitung sämtliche an diesen Teilnehmer gerichteten Nachrichten zu übertragen. Wenn man davon ausgeht, daß in Zukunft neben dem Fernsprechen einige weitere Dienste wie hochauflösende Bildübertragung und Datenübertragung einen beträchtlichen Anteil am Nachrichtenfluß haben werden, so erscheint die Nachrichtenintegration in einem einzigen Nachrichtennetz mit Breitbandkanälen sinnvoll. Die Monomodefaser mit ihrer außerordentlich großen Bandbreite gestattet nun den Aufbau eines lokalen Übertragungsnetzes, bei dem die einzelnen Teilnehmer nicht mehr jeweils einzeln an eine Vermittlungszentrale angeschlossen sind, sondern ihre Nachrichten nach dem Verfahren des Vielfachzugriffs an dieses Netz abgeben und aus ihm empfangen.

Angenommen, daß auf je 100 Fernsprechverbindungen 1 Bildfernsprechverbindung kommt, dann wird selbst bei Verwendung redundanzmindernder Verfahren bei der Bildübertragung hierfür ein erheblicher Bandbedarf notwendig. Rechnet man, unter Verwendung eines vergleichsweise einfachen redundanzmindernden Verfahrens für ein 625-Zeilen Bild einen Informationsfluß von 16 Mbit/s und für die Übertragung eines pulscodemodulierten Sprachsignals 64 kbit/s, so ergibt sich für 100 Fernsprech- und 1 Bildfernsprechverbindung ein gesamter Informationsfluß von rund 45 Mbit. Nimmt man noch 3 TV-Programme und 5 Radioprogramme dazu, die allen angeschlossenen Teilnehmern gleichzeitig zur Verfügung stehen sollen, so vergrößert sich der Informationsfluß um rund 50 Mbit/s. Selbst für ein kleines integriertes Nachrichtennetz mit 3 TV- und 5 Radio-Kanälen sowie 1000 angeschlossenen Fernsprech- und 10 Bildfernsprechteilnehmern würde sich damit bei einem Verkehrsaufkommen von 0,1 Erlang je Teilnehmer schon ein Informationsfluß von rund 120 Mbit/s ergeben.

Die einfachsten topologischen Formen eines Nachrichtennetzes mit Vielfachzugriff sind ein Liniennetz und ein Schleifennetz (Bild 1). Vor allem für Datenübertragung sind eine Reihe solcher Netze vorgeschlagen und teilweise auch realisiert worden (Unk 196o, Pierce 1972, Hare 1972), allerdings für Informationsraten unter

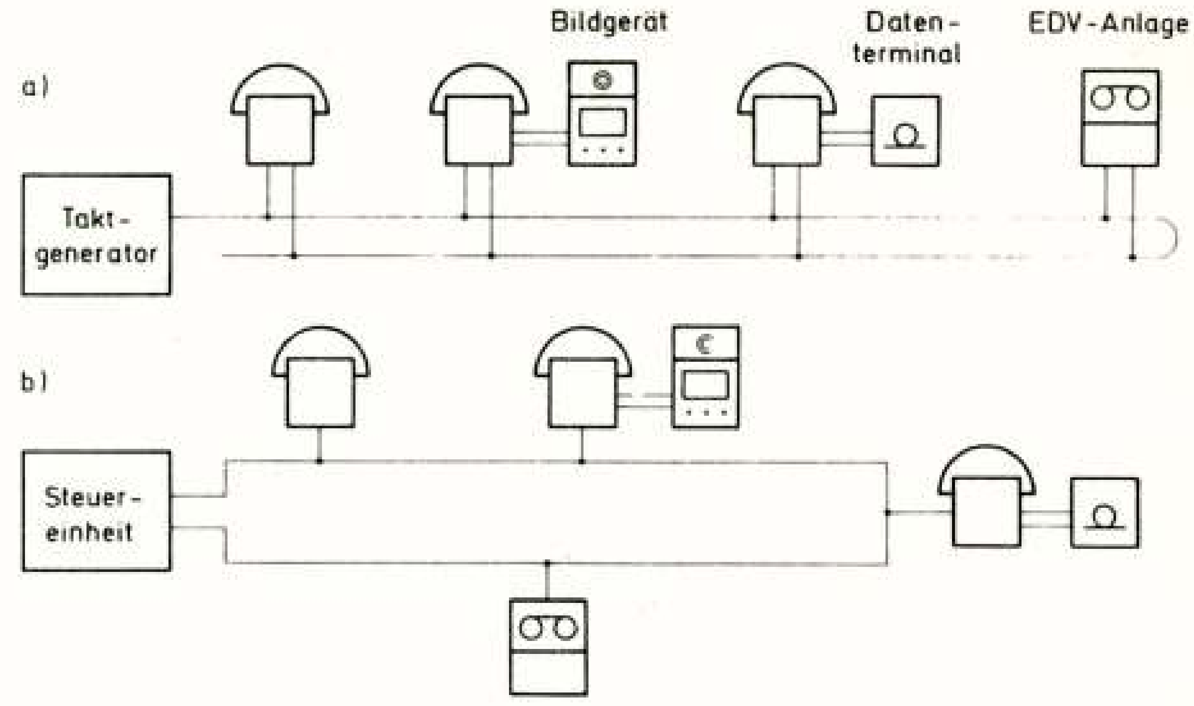


Fig. 1. Vielfachzugriff-Netze:
a) Liniennetz
b) Schleifennetz

2 Mbit/s.

Schleifensysteme haben nun den Nachteil, daß Schaltungen vorgesehen werden müssen, die verhindern, daß die auf der Schleife befindlichen Nachrichten mehrfach umlaufen, da dadurch das Netz unnötig belastet wird oder sogar eine Nachrichtenübertragung ganz unmöglich macht. Diese Schleifenunterbrechung kann durch die einzelnen Teilnehmerapparate durchgeführt werden, indem die für einen gegebenen Teilnehmerapparat bestimmte Nachricht von diesem aus der Schleife genommen wird, oder durch eine Zentraleinheit. Im ersten Beispiel müssen sich deshalb die Teilnehmerapparate in der Schleife befinden, was bei einem Ausfall eines beliebigen Teilnehmerapparats zu einer Unterbrechung des gesamten Nachrichtenflusses führen kann. Soll ein Schleifennetz erweitert werden, etwa indem mehrere Schleifen miteinander verbunden werden, so ergeben sich an der Übergangsstelle zwischen den Schleifen Synchronisier- und Vermittlungsprobleme (Graham 1971). Darüberhinaus kann das Verkehrsverhalten in der einzelnen Schleife unter Umständen zur Bevorzugung oder Benachteiligung einzelner Teilnehmer führen (Avi-Itzhak 1971)

Diese Schwierigkeiten werden in einem reinen Verzweigungsnetz umgangen. Dadurch, daß darüberhinaus auf eine zentrale Steuerung zum Verbindungsaufbau oder zur Nachrichtenvermittlung zwischen einzelnen Netzteilen verzichtet werden kann, ist ein Nachrichtensystem mit Vielfachzugriff zu einem Verzweigungsnetz besonders flexibel was die topologische Erweiterung des Übertragungsnetzes, die Vergrößerung der Anzahl angeschlossener Teilnehmer oder die teilnehmerindividuelle Zuordnung von Diensten oder Leistungsmerkmalen anbetrifft. Ein derartiges Verzweigungsnetz ist in Bild 2 dargestellt und es ist dadurch charakterisiert,

daß keine geschlossenen Schleifen auftreten.

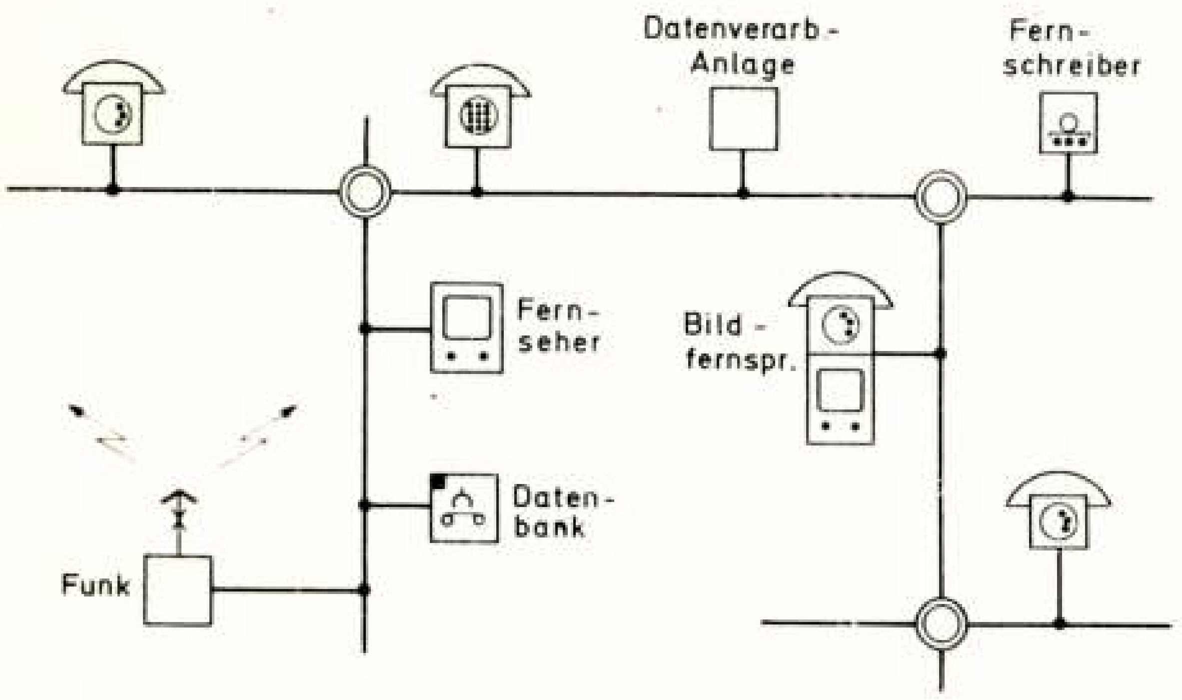


Fig. 2. Verzweigtes Vielfachzugriff-Netz

Im folgenden soll nun für ein verzweigtes lokales Netz ein geeignetes Vielfachzugriffverfahren angegeben werden.

Zeitmultiplex eignet sich in einem integrierten Nachrichtensystem für die Kanalbündelung am besten. Es muß daher, als einzige zentrale Einrichtung, ein Taktgenerator vorgesehen werden, der durch das periodische Aussenden eines Syncblocks den Zeitmultiplexrahmen festlegt, der dann von jedem Teilnehmergerät in die vorgeschriebene Anzahl von Zeitschlitzen unterteilt wird. Um sicherzustellen, daß die aus verschiedenen Richtungen auf einen Netzknoten zulaufenden belegten Zeitschlitze sich dort nicht störend überlagern, müssen entweder dort sehr aufwendige Pufferspeicher vorgesehen werden oder es müssen nach einem bestimmten Ordnungsprinzip die Nachrichten gesammelt und das Muster der belegten und freien Zeitschlitze jedem Teilnehmergerät mitgeteilt werden.

Dieses Verfahren arbeitet, für ein vereinfachtes Netz in Bild 3 dargestellt, folgendermaßen (Schenkel 1973). Jeder Netzzweig besteht aus einer Sendeleitung S (ausgezogene Linie) und einer Empfangsleitung E (gestrichtelte Linie). Jedes Teilnehmergerät ist an beide Leitungen angeschlossen und sendet Nachrichten nur auf der Sendeleitung und empfängt Nachrichten nur von der Empfangsleitung. Die Empfangsleitung verzweigt sich, ausgehend von einem Netzende, in jedem Knoten in jede weiterführende Richtung bis an die einzelnen Netzenden. Genau dual dazu verläuft die Zusammenfassung der Sendeleitung mit dem Ergebnis, daß an dem Netzende, von dem die Empfangsleitung ihren Ausgang genommen hat, auf der zugehörigen Sendeleitung die gesamte, an den verschiedensten Stellen in das Netz eingegebene Information, vorliegt. Verbindet man an dieser Stelle die Sendeleitung mit der Empfangsleitung, so wird damit jedem Teilnehmergerät die gesamte im Netz vorhandene Information zugänglich gemacht.

Voraussetzung für ein störungsfreies Arbeiten des Verfahrens ist allerdings, daß an jedem Netzausläufer aus der Empfangsleitung der Syncblock herausgenommen und so verzögert in die Sendeleitung eingespeist wird, daß die Schleifenlaufzeit des Syncblockes genau ein ganzes vielfaches des Zeitmultiplexrahmens beträgt. Dieses wird in Bild 3 durch den Block "Sync.Reflex" ausgeführt.

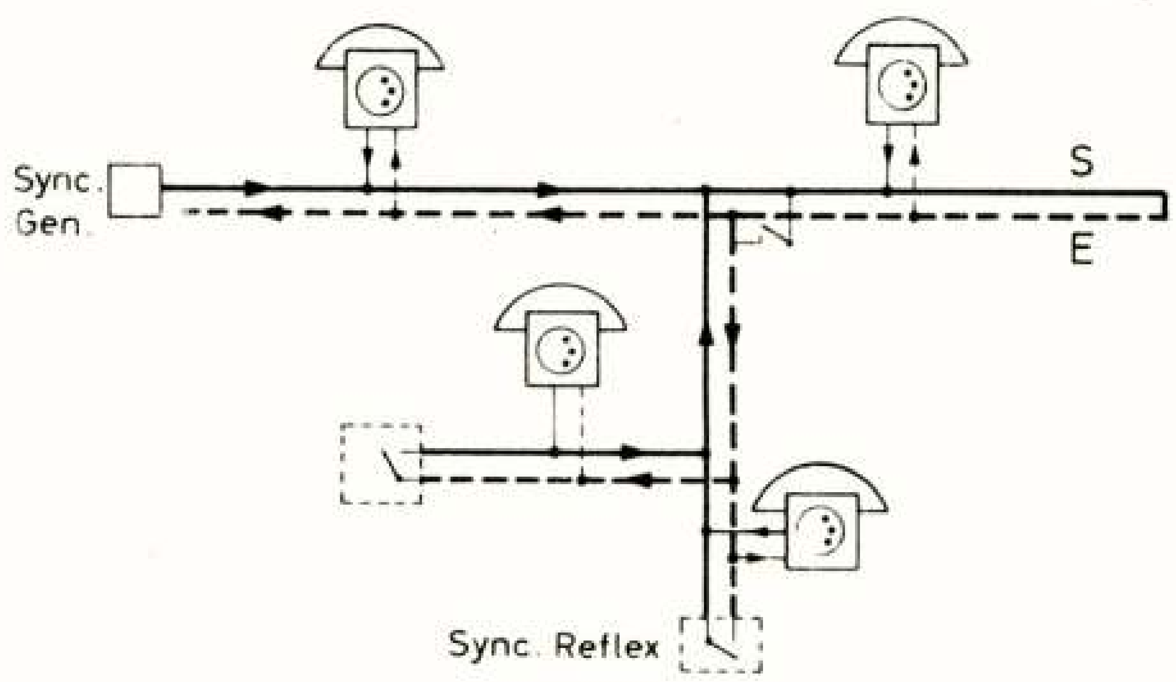


Fig. 3. Nachrichtenübertragung in einem verzweigten Netz

Es wird damit erreicht, daß in jedem Netzknoten die aus den verschiedenen Richtungen einlaufenden Syncblöcke exakt gleichzeitig eintreffen und damit ein bestimmter Zeitschlitz auf der Sendeleitung demselben Zeitschlitz auf der Empfangsleitung entspricht.

Ein Verbindungsaufbau zwischen zwei Teilnehmern geht dabei so vor sich, daß der rufende Teilnehmer auf der Empfangsleitung einen freien Zeitschlitz sucht und denselben Zeitschlitz auf der Sendeleitung mit einem Ruf belegt. Der gerufene Teilnehmer quittiert den Ruf auf einem, ebenfalls freien, zugeordneten Zeitschlitz. Danach werden auf denselben Zeitschlitzen, die nun für die Dauer der gesamten Verbindung festliegen, die Nachrichten übertragen ohne daß diesen die Zieladresse vorangestellt werden muß. Der Verbindungsaufbau wird von einer in jedem Teilnehmergerät vorhandenen Steuerung durchgeführt, die auf die individuellen Erfordernisse hinsichtlich Dienste und Leistungsmerkmale angepaßt werden kann.

In einem Netz, in dem jedes Teilnehmergerät selbst die Steuerung seines Verbindungsaufbaus übernimmt, ist es wichtig, daß ein vernünftiges Verfahren zur Belegung der Zeitschlitze angewandt wird. Es muß nämlich einerseits vermieden werden, daß bei einer Bildübertragung in der Steuerung der Teilnehmergeräte zu viel Speicherkapazität zur Kennzeichnung der verwendeten Zeitschlitze notwendig ist und andererseits nicht durch ungünstige Belegung einzelner Zeitschlitze beim Fernsprechen die für eine sinnvolle Bildübertragung möglichen Zeitschlitzfolgen blockiert werden. In Bild 4 ist ein geeigneter Algorithmus dargestellt. Es ist dabei der Zeitplatzrahmen in m gleichlange Unterrahmen unterteilt, die der Übersichtlichkeit halber untereinander aufgetragen sind. Die Zahl m ist dabei die Anzahl von Zeitschlitzen die für eine Bildübertragung benötigt werden, wenn ein Zeitschlitz die Information eines Fernsprechkanals enthält. Die minimale Speicherkapazität zur Kennzeichnung der bei einer Bildübertragung verwendeten Zeitschlitze ergibt sich, wenn hierbei in jedem Unterrahmen derselbe Zeitschlitz verwendet wird. Eine Bildübertragung belegt also in der Darstellung von Bild 4 eine ganze Spalte.

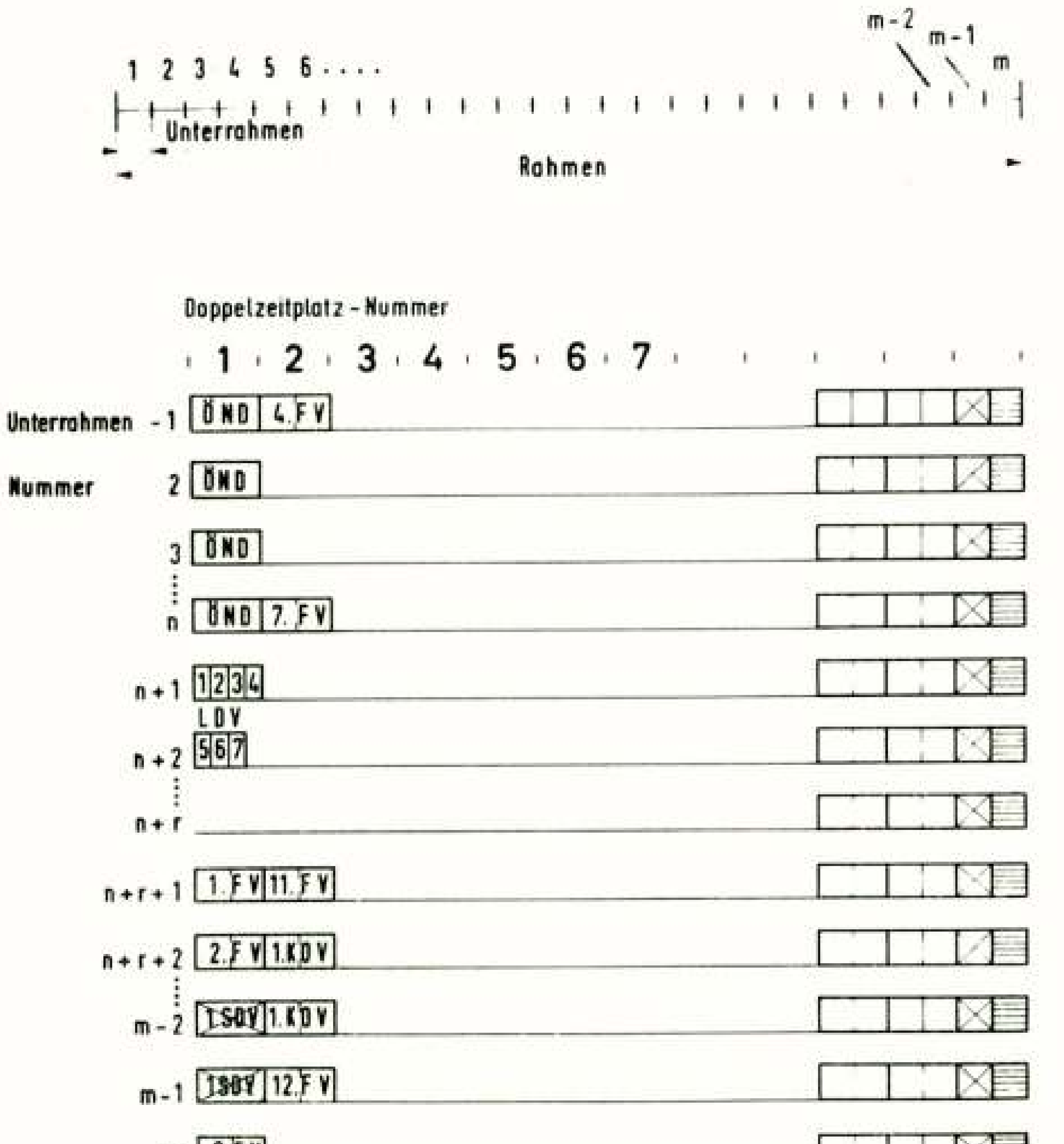


Fig. 4. Zeitplatzbelegung bei Integration von Nachrichten verschiedener Bandbreite

Wird nun beim Aufbau von Fernsprechverbindungen ebenfalls spaltenweise ein freier Zeitschlitz gesucht , d. h. in der ersten Spalte von oben nach unten, dann in der zweiten Spalte usf., dann wird sichergestellt, daß erst nach m gleichzeitigen Fernsprechverbindungen eine neue Spalte belegt wird, die damit für eine Bildübertragung nicht mehr verwendet werden kann. Beginnt man darüberhinaus das Absuchen nach freien Zeitschlitzen für Fernsprechverbindungen von der linken Seite her und für Bildverbindungen von der rechten Seite her, dann wird sich eine ausschließlich vom jeweiligen Verkehrsaufkommen bedingte Aufteilung der Übertragungskapazität für breitbandige und schmalbandige Nachrichten ergeben. Zweckmäßigerweise wird man die für beide Übertragungsrichtungen einer Verbindung benötigten Zeitschlitze zu einem Doppelzeitschlitz zusammenfassen. Ein Teil der Zeitschlitze oder Spalten können als feste Kanäle öffentlichen Nachrichtendiensten ÖND (Rundfunk, Uhrzeit) oder ÖTV (TV-Programme) zugeordnet werden. Einzelne Zeitschlitze können unterteilt und diese Teilabschnitte jeweils für langsame Datenübertragung (LDV) verwendet werden. Mehrere Zeitschlitze können aber auch zusammengefaßt und für eine schnelle Datenübertragung (SDV) oder Fernsprechkonferenzschaltungen (KOV) genutzt werden.

Diese Betrachtungen zeigen, daß ein lokales integriertes Nachrichtensystem möglich ist, wobei eine Reihe von Randbedingungen darauf hinweisen, daß seine Vorteile in einem Vielfachzugriff-System besonders deutlich hervortreten. Voraussetzung ist ein breitbandiger Übertragungskanal, möglichst mit frequenzunabhängiger Dämpfung, wie er in der Glasfaser gegeben ist. Um die Anzahl der elektro-optischen Wandler, die an sich bei jedem Teilnehmergerät vorgesehen werden müssten, zu reduzieren, können an jeden Wandler mehrere Teilnehmergeräte über kurze elektrische Anschlußleitungen angeschlossen werden, wobei sogar einzelne hochfrequente Baugruppen (Bittakt- und Rahmensynchronisierschaltungen, Sende- und Empfangsschaltungen) von mehreren Teilnehmergeräten gleichzeitig benutzt werden können, ohne eine Einschränkung im einzelnen Gerät hervorzurufen (Bild 5). Diese Zusammenfassung mehrerer Teilnehmer ist keine Konzentration im verkehrstheoretischen Sinn, da jedes Teilnehmergerät nach wie vor eine vollständige Steuerung enthält und die gemeinsame Nutzung hochfrequenter

Baugruppen keine gegenseitige Blockierung hervorrufen kann. (Selbst wenn mehrere zusammengefaßte Teilnehmergeräte gleichzeitige Verbindungen unterhalten, werden beispielsweise die Sende- und Empfangseinrichtungen nur jeweils während der einer Verbindung zugeordneten Zeitschlitze benutzt).

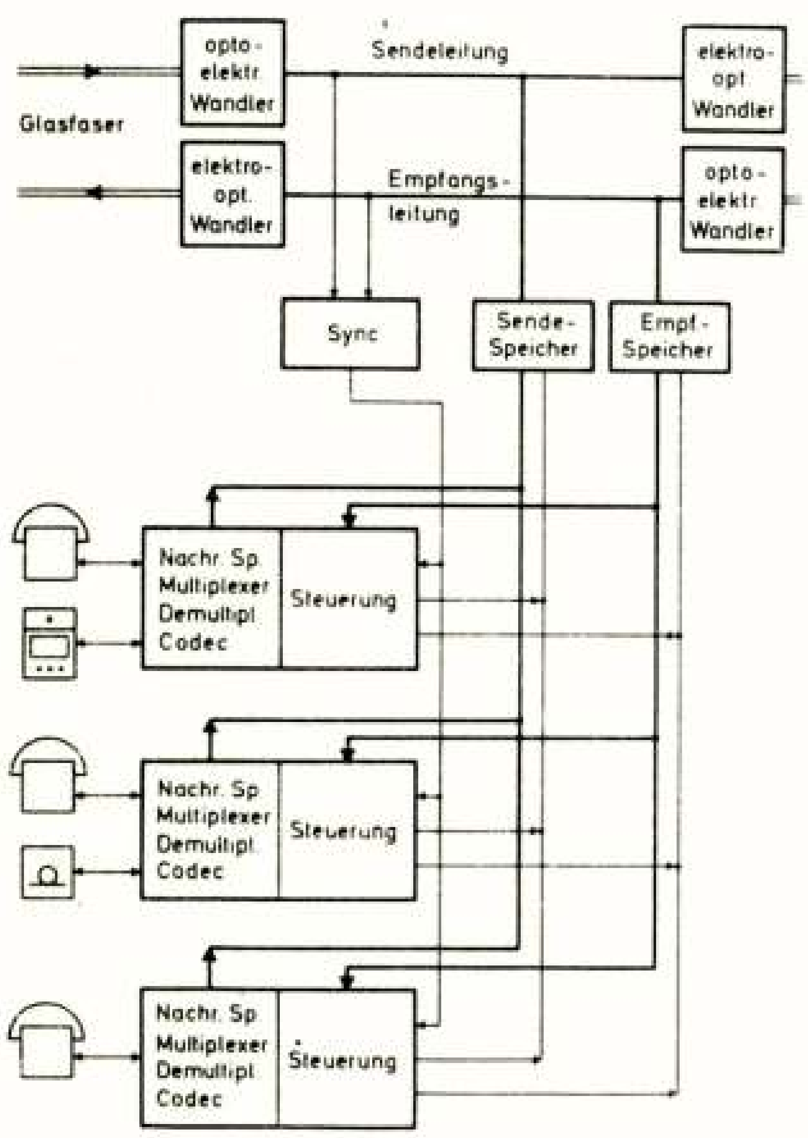


Fig. 5. Anschluß mehrerer Teilnehmergeräte an einen Punkt des Netzes

Mit den von Motorola angekündigten logischen Bauelementen der MECL IV-Serie würde eine Übertragungsrate von 1 Gbit/s auf der Glasfaser in den Bereich des sinnvoll realisierbaren gelangen. Diese Übertragungsrate bedeutet die Möglichkeit eines integrierten Nachrichtensystems mit 10 Radio- und 5 TV-Kanälen sowie 32000 Fernsprech- und 310 Bildfernsprechanschlüssen (bei 0,1 Erlang je Teilnehmer), wobei eine Anzahl der Fernsprechanschlüsse gegen eine entsprechend höhere Zahl von Datenanschlüssen für langsame Übertragungsgeschwindigkeiten (Telex etc.) ausgetauscht werden kann. Bei einer derartigen Größe des Übertragungsnetzes müssen Vorkehrungen getroffen werden, daß Unterbrechungen der Glasfaserstrecke nicht zu einem Totalausfall des Netzes führen. Dies wird zum einen durch Ersatzleitungen, die zwischen einzelne Punkte des Netzes eingefügt, aber erst im Bedarfsfall eingeschaltet werden, erreicht und durch "Ersatzkurzschlüsse" in den Knoten (s. Bild 3). Diese Ersatzkurzschlüsse werden, im Falle einer Leitungsunterbrechung, in dem der Unterbrechung benachbarten Knoten durchgeführt und stellen sicher, daß sich beidseits der Unterbrechungsstelle je ein Teilnetz funktionsfähig erhält. Allerdings müssen sich dann in den Knoten auch Ersatzgeneratoren befinden, wobei einer den vom Syncgenerator abgetrennten Netzteil synchronisiert.

Ein derartiges Breitbandnetz ist als Nebenstellenanlage in Industrie und Verwaltung oder als öffentliches lokales Netz vorstellbar. Wegen des in der Regel geringen Teilnehmerabstandes und damit jeweils kurzer optischer Übertragungsstrecken zwischen den Teilnehmeranschlußstellen ist es denkbar, daß selbst bei hoher Bitrate eine Übertragung über Multimodefasern und mit Lumineszenzdioden als Sender möglich ist, wenn bei der optoelektronischen Wandlung eine einfache Impulsregeneration durchgeführt wird.

Die diesem Bericht zugrunde liegenden Arbeiten wurden mit Mitteln des Bundesministers für Forschung und Technologie (Kennzeichen NT 176) gefördert. Der Bundesminister für Forschung und Technologie übernimmt keine Gewähr für die Richtigkeit, die Genauigkeit und Vollständigkeit der Angaben sowie für die Beachtung privater Rechte Dritter.

Literatur

Avi-Itzhak, B.; Heavy traffic characteristics of a circular data network. Bell Syst. Techn. Journ. 50,8 (1971), 2521 - 2549

Dakin, J.P.; Gambling, W.A.; Matsumura, H.; Payne, D.N.; Sunak, H.R.D.; Theory of dispersion in lossless multimode optical fibres. Optics Communications 7,1 (1973), 1 - 5

Graham, R.L.; Pollack, H.O.; On the addressing problem for loop switching. Bell Syst. Techn. Journ. 50,8 (1971), 2495 - 2520

Hare, A.G.; An integrated wideband communication system for local distribution. Proc. 1972 Intern. Zürich Seminar (1972), C4/ 1 - 5

Kaiser, P.; Marcatili, E.A.J.; Miller, S.E.; A new optical fibre. Bell Syst. Techn. Journ. 52,2 (1973), 265 - 269

Krumpholz, O.; Modenreine Glasfaser Lichtwellenleiter. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 44,2 (1971), 60 - 70

Krumpholz, O.; Maslowski, S.; Avalanche Mesaphotodioden mit Quereinstrahlung. Wiss. Ber. AEG-Telefunken 44,2 (1971), 73 - 79

Maurer, R.D.; Glas fibres for optical communications. Proc. IEEE 61,4 (1973),452-462

Pierce, J.R.; Block switching of data Bell Syst. Techn. Journ. 51,6 (1972), 1133 - 1145

Russer, P.; Schulz, S.; Direkte Modulation eines Doppelheterostrukturlasers mit einer Bitrate von 2,3 Gbit/s. Arch. Elektronik und Übertragungstechn. 27 (1973) 193 - 195

Schenkel, K.D.; Entwurf eines integrierten digitalen Nachrichtensystems mit Vielfachzugriff für ein beliebig verzweigtes Breitbandnetz. Arch. Elektronik und Übertragungstechn. 27,4 (1973) 168-176

Unk, J.M.; Communication networks for digital information. IRE Trans. Commun. Syst. 1960, 207 - 214

- , Semiconductor laser passes 3000 hours of operation. Electronics, June 21, 1973 5E - 6E

Voordracht gehouden op 30 augustus 1973 in het PTT Vergadercentrum te Utrecht, tijdens werkvergadering no. 232.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Nieuw juniorlid

R.F.Wassenaar, Roelof van Schevenstraat 133, Enschede.

Nieuwe leden

Ir.K.Bronsveld, Savelbos 224, Zoetermeer.
Ir.S.A.P. Frelier, Steenberghelaan 45, Voorschoten.
Ir.P.J.Galjaard, De Boesemsingel 20, Bodegraven.
Ir.J.B.Grandjean, Johan Frisohof 7, Hoevelaken.
Ir.F.H.Knottenbelt, Boedapeststraat 24, Haarlem.
Ir.C.Th.Koole, Staalwijkstraat 33, Leiden.
Ir.W.F.Pinkse, Louise de Colignylaan 433, Vlaardingen.
Ir.P.Bors, Dunantstraat 306, Zoetermeer.
Ir.A.Prins, Kostmand 7, Huizen N.H.
K. Riemens, Broederhof 7, Veldhoven.
Ir.K.H.J.Robers, Wikke 5, Valkenswaard.
Ir.H.G.W. van der Steen, Haringvliet 136, Alphen aan de Rijn.
Ir.A.H.Toet, Koetlaan 25, Delft.
Ir.K. Virágh, Burg. Verheullaan 14, Koudekerk aan de Rijn.
Ir.H.H. de Vries, Pasteurweg 49, Schoonhoven.

Nieuwe adressen van leden

Ir. A. Bos, De Reiger 17, Hoogeveen.
Ir. W.H.M. Deckers, Nachtegaallaan 28, Son en Breugel.
Prof.dr.ir. A.J.W. Duijvestijn, Bosweg 145, Enschede.
Ir. H.A.J.M. van Hoof, Vinkenlaan 29, Lisse, post Sassenheim.
Ing. G.S. Kok, Kievitspark 21, Voorhout.
W.Meijers, Willem van Beelenstraat 25, Noordwijk aan Zee.
Ir.J.Mulder, Nieuwe Bussummerweg 90, Huizen N.H.
Prof.ir. T.Poorter, Prinses Mariannelaan 44, Voorburg Z.H.
Ir.J.E.Rooyackers, Loostreeplan 56, Someren.
Prof.dr.ir. J.P.M. Schalkwijk, Jan van Rotselaerlaan 4, Waalre.
Ir.J.W.J. Baron van Till, Prins Mouritsstraat 9, Zevenaar.
Ir.J.N. Vles, Rondo 36, Krimpen aan de Ijssel.

Overleden

W.Vogt, Vliegweg 16, Blaricum

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 38 - nr. 5 - 1973